

**FBMC ÇOK TAŞIYICILI KABLOSUZ HABERLEŞME
SİSTEMLERİNDE ZAMAN VE FREKANS
KAYMALARININ PERFORMANSA ETKİSİ**

**THE EFFECT OF TIME AND FREQUENCY OFFSET IN
FBMC MULTICARRIER WIRELESS COMMUNICATON
SYSTEM PERFORMANCE**

ELİF ALAVANDA

PROF. DR. EMRE AKTAŞ

Tez Danışmanı

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim - Öğretim ve Sınav Yönetmeliği'nin

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ

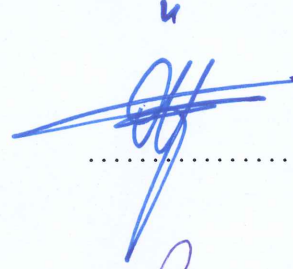
olarak hazırlanmıştır.

2018

ELİF ALAVANDA'un hazırladığı “**FBMC Çok Taşıyıcılı Kablosuz Haberleşme Sistemlerinde Zaman ve Frekans Kaymalarının Performansa Etkisi**” adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından **ELEKTRİK - ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Ali Özgür YILMAZ

Başkan



Prof. Dr. Emre AKTAŞ

Danışman



Doç. Dr. Tolga GİRİCİ

Üye



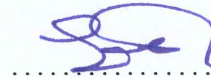
Doç. Dr. Cenk TOKER

Üye



Doç. Dr. Berkan DÜLEK

Üye



Bu tez Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tarafından **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Menemşe GÜMÜŞDERELİOĞLU

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

YAYINLAMA VE FİKRİ MÜLKİYET HAKLARI BEYANI

Enstitü tarafından onaylanan lisansüstü tezimin/raporumun tamamını veya herhangi bir kısmını, basılı (kağıt) ve elektronik formatta arşivleme ve aşağıda verilen koşullarla kullanıma açma iznini Hacettepe Üniversitesine verdiğimi bildiririm. Bu izinle Üniversiteye verilen kullanım hakları dışındaki tüm fikri mülkiyet haklarım bende kalacak, tezimin tamamının ya da bir bölümünün gelecekteki çalışmalarda (makale, kitap, lisans ve patent vb.) kullanım hakları bana ait olacaktır.

Tezin kendi orijinal çalışmam olduğunu, başkalarının haklarını ihlal etmediğimi ve tezimin tek yetkili sahibi olduğumu beyan ve taahhüt ederim. Tezimde yer alan telif hakkı bulunan ve sahiplerinden yazılı izin alınarak kullanması zorunlu metinlerin yazılı izin alarak kullandığımı ve istenildiğinde suretlerini Üniversiteye teslim etmeyi taahhüt ederim.

- ☐ Tezimin/Raporumun tamamı dünya çapında erişime açılabilir ve bir kısmı veya tamamının fotokopisi alınabilir.

(Bu seçenekle teziniz arama motorlarında indekslenebilecek, daha sonra tezinizin erişim statüsünün değiştirilmesini talep etmeniz ve kütüphane bu talebinizi yerine getirirse bile, tezinin arama motorlarının önbelleklerinde kalmaya devam edebilecektir.)

- ☒ Tezimin/Raporumun tarihine kadar erişime açılmasını ve fotokopi alınmasını (İç Kapak, Özet, İçindekiler ve Kaynakça hariç) istemiyorum.

(Bu sürenin sonunda uzatma için başvuruda bulunmadığım takdirde, tezimin/raporumun tamamı her yerden erişime açılabilir, kaynak gösterilmek şartıyla bir kısmı ve ya tamamının fotokopisi alınabilir)

- ☐ Tezimin/Raporumun tarihine kadar erişime açılmasını istemiyorum, ancak kaynak gösterilmek şartıyla bir kısmı veya tamamının fotokopisinin alınmasını onaylıyorum.

- ☐ Serbest Seçenek/Yazarın Seçimi

09 / 07 / 2018


(İmza)

Öğrencinin Adı Soyadı

ELİF ALAVANDA

ETİK

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

beyan ederim.

11 / 06 / 2018



Elif ALAVANDA

ÖZET

FBMC ÇOK TAŞIYICILI KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE ZAMAN VE FREKANS KAYMALARININ PERFORMANSA ETKİSİ

ELİF ALAVANDA

Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Emre AKTAŞ

Haziran 2018, 167 sayfa

Günümüzde bir çok haberleşme sisteminde, çok yollu etkilere karşı daha dayanıklı ve hızlı Fourier dönüşümü (FFT) kullanımından dolayı uygulanabilirliği kolay ve daha verimli olan çok taşıyıcılı sistemler tercih edilmektedir. Dik Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM) sistemi, yüksek hızlı geniş bantlı bir sistemi her biri daha dar bir bandı kullanan, daha düşük hızda sinyallere bölünmesini sağlayan bir çok taşıyıcılı sistemdir. OFDM’de birbirine dik olarak seçilen alt taşıyıcıların düz sönümlenmeli kanallardan geçmesi performansı iyileştirir. Yeni nesil haberleşme sistemleri için bir çok çalışmada OFDM’e alternatif çok taşıyıcılı filtre bankası (FBMC) olarak bilinen, ön ek kullanmadığı için verimliliği daha yüksek ve daha hızlı sönümlenen sinyal şekillendirme filtreleri kullanılan bir sistem üzerinde araştırmalar olduğu görülür.

Yayılm gecikmeleri, kablosuz kanallarda meydana gelen doppler kayması, alıcı ve verici osilatörleri arasındaki farklılık gibi bir çok etken OFDM sisteminde olduğu gibi FBMC sistemlerinde de semboller arası girişim (ISI) ve taşıyıcılar arası girişim (ICI)’a neden olarak sistem performansını düşürür.

Bu tez çalışmasında, FBMC sistemi performansının düşmesine neden olan taşıyıcı frekan kayması (CFO) ve zaman kayması (TO) karşı hassasiyetine göre analiz edilmiştir. Bu analizlerde ofset dörtlü genlik kiplemesine (OQAM)’ne dayanan FBMC sistemi sınıfındaki aşamalı çok yönlü modülasyon (SMT) kullanılmıştır. Sistemde bulunan CFO, TO’nun çok küçük olduğu ve kanalın düz sönümlenmeli olduğu varsayımı yapılmadan

oluşturulan sistem modelleri ile sinyal girişim oranı (SIR) hesaplamaları yapılmıştır. Var-sayımlar yapmadan bulunan sonuçlar düşük, orta, yüksek gecikmeli yayılma ortamlarında incelenmiştir. Bu çalışma ile, kanalın güç gecikme profilindeki (PDP) değişimin FBMC sistem performansına etkisi gösterilmiştir. Ayrıca AWGN kanalda CFO, TO tarafından etkilenen OFDM ile FBMC sistemlerinin performansları alt taşıyıcı sayısındaki değişimlere göre gözlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Çok taşıyıcılı filtre bankası, Dik frekans bölmeli çoğullama, Taşıyıcı frekans ofset, zamanlama ofseti, Sinyal girişim oranı

ABSTRACT

THE EFFECT OF TIME AND FREQUENCY OFFSET IN FBMC MULTICARRIER WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM PERFORMANCE

ELİF ALAVANDA

**Master of Science, Department of
Electrical and Electronics Engineering**

Supervisor: Prof. Emre AKTAŞ

June 2018, 167 pages

Multicarrier systems are preferred today due to their robustness to the multipath effects and using fast fourier transform(FFT) easily to feasible and more efficient in many communication systems. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) system is a multicarrier system that allows a high speed broadband system is divided into lower speed signals at narrowband. In OFDM subcarriers are chosen orthogonal to each other pass through the flat fading channel improves the system performance. In many studies for next-generation communication systems, there is research on a system known as filter bank multicarrier (FBMC) which is an alternative to OFDM, uses faster fading signal shaping filters and more efficient because it does not use cyclic prefix.

Many factors such as delay spread of the channel, doppler shift in wireless channels, the difference between receiver and transmitter oscillators cause inter symbol interference (ISI) and intercarrier interference (ICI) and due to these interferences FBMC system performance also reduce as well as in OFDM system.

The FBMC system is analyzed due to the its sensitivity to carrier frequency offset (CFO) and timing offset (TO) , which reduces its performance. In these analyses, Staggered Multitone Modulation(SMT) on the class of FBMC system that are based on quadrature amplitude modulation (OQAM) is used. The signal to interference ratio (SIR) is calculated without any of the assumption which are CFO and TO is so small in the system

and the channel is flat fading. The results without assumption is analyzed in the small, medium and high delay spread areas. With this thesis, the changing in the power delay profile(PDP) of the channel is shown the effect on the FBMC system performance. Furthermore, in the AWGN channel , the performance of the OFDM and the FBMC system which are affected by the CFO and TO is observed due to the changing in the subcarrier number.

Keywords: Filter bank multicarrier, Orthogonal frequency division multiplexing, Carrier frequency offset, Time offset, Signal to interference ratio

TEŞEKKÜR

Bu çalışmanın gerçekleştirilmesinde yardımlarını esirgemeyen, değerli fikirleriyle katkıda bulunan tez danışmanım Prof. Dr. Emre AKTAŞ'a en içten teşekkürlerimi ve saygılarımı sunarım.

Bana sunduğu imkanlardan ötürü ASELSAN'a, moral ve motivasyon kaynağım olan değerli arkadaşlarıma sonsuz teşekkür ederim.

Hayatım boyunca maddi ve manevi destekleriyle hep yanımda olan, beni her zaman kucaklayan canımdan çok sevdiğim aileme çok teşekkür ederim.

Başöğretmen Atatürk'e ve öğrenim hayatım boyunca bana yol gösteren tüm öğretmenlerime teşekkürlerimi ve saygılarımı sunarım.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	i
ABSTRACT	iii
TEŞEKKÜR	v
İÇİNDEKİLER	vi
ÇİZELGELER	viii
ŞEKİLLER	ix
SİMGELER VE KISALTMALAR	xii
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Amacı	7
1.2. Tezin Kapsamı ve Akışı	8
2. ÇOKLU TAŞIYICILI SİSTEMLER	10
2.1. FBMC	11
2.1.1. CMT	14
2.1.2. SMT	22
2.1.3. FMT	37
2.2. OFDM	38
3. CFO VE TO'NUN FBMC/SMT PERFORMANSINA ETKİSİ	41
3.1. AWGN kanalda performans analizi	41
3.1.1. Komşu zaman ve frekans binlerinde zaman kayması olduğunda eşleştirilmiş süzgeç çıktıların çıkarımı ($\epsilon = 0, \tau \neq 0, \Phi = 0$)	43
3.1.2. Komşu zaman ve frekans binlerinde frekans ofseti varlığında eşleştirilmiş süzgeç çıktıların çıkarımı ($\epsilon \neq 0, \tau = 0, \Phi = 0$)	59
3.1.3. Komşu zaman ve frekans binlerinde zaman ve frekans ofseti varlığında eşleştirilmiş süzgeç çıktıların çıkarımı ($\epsilon \neq 0, \tau \neq 0,$ $\Phi \neq 0$)	71
3.2. Frekans seçmeli kanalda performans analizi	83

3.2.1. Komşu zaman ve frekans binlerinde eşleştirilmiş süzgeç çıktılarının çıkarımı($\epsilon = 0, \tau \neq 0, \phi = 0$)	85
3.2.2. Komşu zaman ve frekans binlerinde eşleştirilmiş süzgeç çıktılarının çıkarımı($\epsilon \neq 0, \tau = 0, \phi = 0$)	96
3.2.3. Komşu zaman ve frekans binlerinde eşleştirilmiş süzgeç çıktılarının çıkarımı($\epsilon \neq 0, \tau \neq 0, \phi \neq 0$)	107
4. KANAL MODELLERİ	115
5. CFO VE TO'NUN OFDM PERFORMANSINA ETKİSİ	122
5.1. AWGN kanalda performans analizi	122
5.1.1. Komşu zaman ve frekans binlerinde eşleştirilmiş süzgeç çıktılarının çıkarımı ($\epsilon \neq 0, \tau \neq 0, \Phi \neq 0$)	122
5.1.2. Komşu zaman ve frekans binlerinde eşleştirilmiş süzgeç çıktılarının çıkarımı ($\epsilon = 0, \tau \neq 0, \Phi = 0$)	127
5.1.3. Komşu zaman ve frekans binlerinde eşleştirilmiş süzgeç çıktılarının çıkarımı ($\epsilon \neq 0, \tau = 0, \Phi = 0$)	130
5.2. Frekans seçmeli kanalda performans analizi	132
6. NÜMERİK SONUÇLAR	136
7. SONUÇ	146
KAYNAKLAR	148
ÖZGEÇMİŞ	152

ÇİZELGELER

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 4.1. EPA kanal modeli	115
Çizelge 4.2. EVA kanal modeli	116
Çizelge 4.3. ETU kanal modeli	116



ŞEKİLLER

	<u>Sayfa</u>
Şekil 1.1. FBMC ve OFDM'in frekans cevapları	6
Şekil 2.1. Çoklu taşıyıcı vericisi	11
Şekil 2.2. Çoklu taşıyıcı alıcısı	12
Şekil 2.3. SRRC süzgecinin normalize edilmiş zamandaki dürtü yanıtı	13
Şekil 2.4. CMT sistemi zaman-frekans, faz-uzay örgüsü	15
Şekil 2.5. CMT sinyal şekillendirme süzgeci	15
Şekil 2.6. CMT alıcı verici bloğu	21
Şekil 2.7. SMT sinyal şekillendirme süzgeci	22
Şekil 2.8. SMT sinyal şekillendirme süzgeci	23
Şekil 2.9. SMT alıcı verici bloğu	37
Şekil 2.10. FMT sinyal şekillendirme süzgeci	38
Şekil 2.11. FMT alıcı verici bloğu	38
Şekil 2.12. Ön ek etkisinde verici ve alıcı bloğu	39
Şekil 2.13. Dikdörtgen biçimli süzgecin dürtü yanıtı	40
Şekil 3.1. AWGN kanalda SMT Alıcı ve Verici Bloğu	42
Şekil 3.2. SMT sisteminde TO varlığında meydana gelen ISI	47
Şekil 3.3. SMT sisteminde tahmini beri sembolünün normalize edilmemiş τ 'ya göre değişimi	47
Şekil 3.4. SMT sisteminde TO varlığında meydana gelen ICI	58
Şekil 3.5. SMT sisteminde TO varlığında elde edilen SIR	58
Şekil 3.6. SMT sisteminde CFO varlığında meydana gelen ISI	63
Şekil 3.7. SMT sisteminde CFO varlığında meydana gelen ICI	71
Şekil 3.8. SMT sisteminde tahmini veri sembolünün normalize edilmemiş ϵ 'a göre değişimi	72
Şekil 3.9. SMT sisteminde CFO varlığında elde edilen SIR	73
Şekil 3.10. Frekans seçici kanalda SMT Alıcı ve Verici Bloğu	84

Şekil 4.1. EPA model kanalda SIR'ın normalize edilmiş frekans kayması ϵ 'a göre tepkisi	118
Şekil 4.2. EPA model kanalda SIR'ın normalize edilmiş zaman kayması τ 'a göre tepkisi	118
Şekil 4.3. EVA model kanalda SIR'ın normalize edilmiş frekans kayması ϵ 'a göre tepkisi	119
Şekil 4.4. EVA model kanalda SIR'ın normalize edilmiş zaman kayması τ 'a göre tepkisi	120
Şekil 4.5. ETU model kanalda SIR'ın normalize edilmiş frekans kayması ϵ 'a göre tepkisi	120
Şekil 4.6. ETU model kanalda SIR'ın normalize edilmiş zaman kayması τ 'a göre tepkisi	121
Şekil 5.1. AWGN kanalda OFDM Alıcı ve Verici Bloğu	123
Şekil 5.2. OFDM sisteminde TO varlığında meydana gelen ISI	129
Şekil 5.3. OFDM sisteminde TO varlığında elde edilen SIR	129
Şekil 5.4. OFDM sisteminde CFO varlığında meydana gelen ICI	131
Şekil 5.5. OFDM sisteminde CFO varlığında elde edilen SIR	131
Şekil 5.6. Frekans seçmeli kanalda OFDM alıcı verici bloğu	133
Şekil 5.7. OFDM sisteminde CP'den büyük bir TO varlığında meydana gelen ISI .	134
Şekil 5.8. OFDM sisteminde CP'den büyük bir TO varlığında meydana gelen SIR	134
Şekil 5.9. OFDM sisteminde CFO varlığında elde edilen ICI	135
Şekil 5.10. OFDM sisteminde CFO varlığında elde edilen SIR	135
Şekil 6.1. N= 64 için AWGN kanalda SIR'ın normalize edilmiş frekans kayması ϵ 'a göre oluşturulan simülasyon modeli ve analitik modelin karşılaştırılması	136
Şekil 6.2. N= 64 için SIR'ın AWGN kanalda normalize edilmiş zaman kayması τ 'a göre oluşturulan simülasyon modeli ve analitik modelin karşılaştırması	137
Şekil 6.3. N= 64 için farklı DPA'lere sahip kanalların SIR'ın normalize edilmiş frekans kayması ϵ 'a göre tepkisi	138

Şekil 6.4. N= 256 için farklı DPA'lere sahip kanalların SIR'ın normalize edilmiş frekans kayması ϵ 'a göre tepkisi	139
Şekil 6.5. N= 64 için farklı DPA'lere sahip kanalların SIR'ın normalize edilmiş zaman kayması τ 'ya göre tepkisi	140
Şekil 6.6. N= 256 için farklı DPA'lere sahip kanalların SIR'ın normalize edilmiş zaman kayması τ 'ya göre tepkisi	140
Şekil 6.7. N= 64 için AWGN kanalda OFDM ve SMT'nin zaman kayması τ karşısındaki SIR'larının karşılaştırılması	141
Şekil 6.8. N= 256 için AWGN kanalda OFDM ve SMT'nin zaman kayması τ karşısındaki SIR'larının karşılaştırılması	141
Şekil 6.9. N= 64 için AWGN kanalda OFDM ve SMT'nin frekans kayması ϵ karşısındaki SIR'larının karşılaştırılması	142
Şekil 6.10. N= 256 için AWGN kanalda OFDM ve SMT'nin frekans kayması ϵ karşısındaki SIR'larının karşılaştırılması	142
Şekil 6.11. N= 64 için AWGN kanalda SMT performansının $\tau = 0$ ve $\tau = 0.2$ olduğu değerlerde frekans kayması ϵ değişimine göre değişimi	143
Şekil 6.12. N= 64 için SMT'nin AWGN kanalda ve frekans seçici kanalda frekans kayması ϵ karşısındaki SIR'larının karşılaştırılması	143
Şekil 6.13. N= 256 için SMT'nin AWGN kanalda ve frekans seçici kanalda frekans kayması ϵ karşısındaki SIR'larının karşılaştırılması	144
Şekil 6.14. N= 64 için SMT'nin AWGN kanalda ve frekans seçici kanalda zaman kayması τ karşısındaki SIR'larının karşılaştırılması	144
Şekil 6.15. N= 256 için SMT'nin AWGN kanalda ve frekans seçici kanalda zaman kayması τ karşısındaki SIR'larının karşılaştırılması	145

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

τ_d	Kanal yol gecikmesi
T	Sembol süresi
B	Bant genişliği
B_c	Uyumluluk bant genişliği
τ	Zaman ofseti
ϵ	Frekans ofseti
β	Yuvarlanma faktörü
N	Alt taşıyıcı sayısı
Δ	Ön ek uzunluğu
F	Alt taşıyıcılar arası uzaklık
ϕ	Faz ofseti
D	Yol sayısı

Kısaltmalar

ADSL	Asimetrik Sayısal Abone Hatları
AFB	Analiz Süzgeç Bankası
AWGN	Toplamalı Beyaz Gauss Gürültüsü
CDMA	Kod bölmeli çoklu erişim
CFO	Taşıyıcı Frekans Kayması
CMFB	Kosinüsle Modüle Edilmiş Süzgeç Bankası
CMT	Çok Tonlu Kosinüs modülasyonu
CP	Ön Ek
DAB	Sayısal Ses Yayını
dB	Desibel
DFT	Ayrık Fourier Dönüşümü

DSB	Çift Taraflı Bant
DWMT	Çok Tonlu Ayrık Dalgacık
DVB	Sayısal Video Yayını
EPA	Genişletilmiş Yaya A modeli
EVA	Genişletilmiş Taşıt A Modeli
ETU	Genişletilmiş Tipik Kentsel Model
FBMC	Çok Taşıyıcılı Süzgeç Bankası
FDMA	Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
FFT	Hızlı Fourier Dönüşümü
FMT	Çok Tonlu Süzgeçleme
HF	Yüksek Frekans
ICI	Taşıyıcılar Arası Girişim
IDFT	Ters Ayrık Fourier Dönüşümü
IFFT	Ters Hızlı Fourier Dönüşümü
ISI	Semboller Arası Girişim
MCM	Çok Taşıyıcılı Modülasyon
OFDM	Dik Frekans Bölmeli Çoğullama
OQAM	Ofset Dörtlü Genlik Kipleme
PAM	Genlik Modülasyonu
PDP	Güç Genlik Profili
SIR	Sinyal Girişim Oranı
SMT	Aşamalı Çok Tonlu Modülasyon
TDMA	Zaman Bölmeli Çoklu Erişim
TO	Zaman Kayması

1. GİRİŞ

Teknolojik gelişmeler, kişilerin yaşama şekillerini değiştirerek insanlık tarihinde ilerlemeler kaydedilmesini sağlamıştır. Bugüne bakıldığında, kablosuz iletişim sistemlerinin yeni bir dönüm noktasına neden olduğunu görülmektedir. Birçok gelişmiş ülkede, her gün çoğu insanın çalışmalarında ve boş zamanlarında telefon, radyo, televizyon, internet gibi birçok iletişim aracını kullanmaları gündelik hayatlarının bir parçası haline gelmiştir. Gelişmekte olan birçok ülkede ise; kablolu iletişim sistemleri yerini kablosuz iletişim sistemlerine bırakmıştır. Kıtalar arası iletişim kurabilmemizi ve tüm dünyada meydana gelen gelişmelerden anında haberdar olabilmemizi sağlayan bu sistemler artık otomatik otoyollar ve fabrikalar, akıllı evler, cihazlar ve sağlık sektörü [1] dahil olmak üzere pek çok yeni uygulama ile karşımıza çıkmaktadır. Sürekli artan bu ihtiyaçlara karşılık verebilmek için kablosuz haberleşme sistemleri çok hızlı bir şekilde gelişmektedir.

İnsanlık tarihinde bilinen ilk kablosuz ağlar, duman sinyalleri meşale sinyalleri, yanıp sönen aynalar, işaret fişekleri ile görüş mesafeleri üzerinden bilgi aktarılarak iletişim sağlanırdı [2]. Bildiğimiz anlamdaki kablosuz iletişimin temel prensibi ise ses, görüntü veya mesaj biçiminde olan verilerin elektromanyetik sinyaller kullanılarak iletilmesidir [3]. Kablosuz iletişim tarihi, ilk olarak 1820 yılında Oersted tarafından bir elektrik akımından manyetik alan üretildiği göstermesi ile başlamıştır. Daha sonra 1831'de Michael Faraday, mıknatıslarla yaptığı deneyler sonucunda değişen bir manyetik alanın bir elektrik alan ürettiğini gözlemledi. 1864 yılına gelindiğinde ise James C. Maxwell, elektromanyetik radyasyonun varlığını tahmin etmiş ve bir süredir kullanılmakta olan teoriyi formülize etmiştir [4]. 1895 yılında, telefon icat edildikten birkaç yıl sonra Marconi tarafından, ilk radyo iletiminin gösterilmesiyle radyo iletişimi doğdu. Radyo teknolojisi, daha az güç ile daha küçük ve ucuz cihazlar kullanılarak uzak mesafelerdeki iletişimi daha kaliteli sağladığı için hızla ilerledi ve radyo iletişimi, televizyon ve kablosuz ağ iletişiminin öncüsü oldu [5].

Günümüzde haberleşme sistemlerinin kullanıcılar arasında verilerin daha yüksek hızda paylaşılması ihtiyacına göre şekillendiği görülmektedir. Son yıllarda mobil kablosuz iletişim ağlarında büyük gelişmeler gözlemlendi. Birinci nesil (1G) ile başlayan hücresel haberleşme yolculuğu ikinci, üçüncü ve dördüncü nesiller ile devam etmiştir. Günümüzde ise beşinci nesil için çalışmalar yapılmaktadır. Her nesil bir öncekinden farklı kapasite-

teye sahiptir ve her yeni nesil için farklı standartlar, teknikler kullanılmıştır [6]. Hücresel haberleşme sistemleri detaylandırıldığında, ilk nesil (1G), yalnızca sesli çağrılar için kullanılan, analog modülasyon tekniklerinin kullanıldığı bir iletişim ağıdır. 1979'da, dünyanın ilk hücresel sistemi Japonya'da Nippon Telefon ve Telgraf (NTT) tarafından faaliyete geçti ve bundan İki yıl sonra Avrypa'da hücresel dönem başladı. Amerika Birleşik Devletleri'nde ise 1982'de 30 KHz kanal kapasitesine ve 824-894 MHz frekans bandına sahip frekans bölmeli çoklu erişim (FDMA) kullanan Gelişmiş Cep Telefonu Sistemi (AMPS) [7] piyasaya sürüldü. Birinci nesil iletişim sistemlerinin düşük kapasiteli olması, bağlantının çok çabuk kopması ve hiçbir güvenlik önlemi olmaması gibi dezavantajları vardır. 1980'lerin sonlarında ortaya çıkan ikinci nesil (2G) iletişim sistemleri [8] GSM'ye dayanır. 2G, birinci nesil sistemler ile karşılaştırıldığında daha iyi spektrum verimliliği ve veri hizmetleri sunar. 2G ile sayısal sinyallerin zaman bölmeli çoklu erişim (TDMA) sayısal çoklu erişim teknolojisini kullanması ile düşük hızda(kbps) metin ve resim mesajı iletilmesini sağlar. Üçüncü nesil (3G) haberleşme sistemlerinde iletişim, ses yerine veri odaklıdır. Bu sistemde artan kapasite ile kullanıcılara daha yüksek veri iletim hızı ve multimedya desteği sağlandı. 3G'de kod bölmeli çoklu erişim (CDMA) kullanarak iletilen sinyaller ile artan bant genişliği verimi ve yüksek veri hızı sayesinde 2G'deki hizmetlere ek olarak görüntülü aramalar ve kablosuz veri aktarımı da yapılır [9]. Dördüncü nesil iletişim ile ses ve görüntü kalitesi yükseltilmiş, kullanıcılara yüksek veri hızlı kablosuz kanallar sağlanmıştır. 4G terimi, sadece hücresel telefon sistemleri için değil, aynı zamanda geniş bantlı kablosuz iletişim sistemlerini de içerecek şekilde kullanılmaktadır. Teknik olarak 4G, kullanıcı merkezi bir yapıdır ve hem sabit hem de kablosuz ağları kullanan ses, video, yayın ortamı ve İnternet dahil olmak üzere tüm telekomünikasyon gereksinimleri için tek bir entegre IP tabanlı ortamı temsil eder [10]. Bu sayede kullanıcıların birden fazla kablosuz ağ tarafından sağlanan çeşitli uygulamaları her zaman ve her yerde kullanılabilmeleri sağlanmış oldu. Akıllı terminaller sayesinde, kullanıcı bir çok hizmete diğerlerini kesintiye uğratmadan kullanıcı terminallerini değiştirerek veya arka planda çalışan sabit mobil ağlar (UMTS, WLAN, vb.) arasında fark edilmeyecek şekilde geçiş yapabilir, istediği hizmete basit geniş bantlı erişim sağlayabilir [11]. Beşinci nesil (5G) hücresel sistemlerinin toplumsal gelişime bağlı olarak katlanarak artması beklenen veri trafiği talebini karşılaması, veri aktarımı sırasında gecikmenin sıfıra yakın olmasını sağlaması ve çok daha yüksek veri hızlarına çıkabilmesi beklenmek-

tedir. 5G haberleşme sistemleri mevcut sistemlere kıyasla taşıyıcı frekanslarını daha yüksek seçip daha geniş bant genişlikleri kullanarak gecikme sürelerini azaltarak verimliliğin artmasını sağlar, aynı zamanda enerji tüketimini ve maliyetleri düşürür [12].

Dördüncü ve beşinci nesil haberleşme sistemlerinde hedeflenen yüksek hızlara erişebilmek için, ayrılan bant genişliği çok verimli bir biçimde kullanılmak zorundadır. Bu nedenle bu haberleşme sistemlerinde seçilen çoklu erişim yöntemi önem kazanmaktadır [13].

Genel bir tek taşıyıcılı haberleşme sisteminde geniş bantlı bir sinyal iletilirken çok yollu gecikme sebebi ile bozulur. Gönderilen sinyalin süresi T , çok yollu gecikme süresi τ_d olarak alındığında sinyalin alınma süresi $T + \tau_d$ olacaktır ve alınan sinyal τ_d kadar gecikecektir. Çok yollu gecikme süresi $\tau_d \ll T$ olursa, alınan sinyal dar bant sönümlenmeye uğrar. Fakat çok yollu gecikme süresi $\tau_d \gg T$ olacak şekilde yayılırsa, bir önceki sinyal daha sonra iletilecek sinyali engeller ve bu durum semboller arası girişim (ISI)'ı ortaya çıkarır [5].

Çok yollu kanalların karakteristiklerini belirlemek için çok yollu yayılmadan kaynaklı gecikmenin (τ_d) tersi ile ifade edilen tutarlılık bant genişliği (B_c) kullanılır. B_c kanal özelliklerinin yüksek oranda ilintili olduğu bant genişliğinin bir ölçüsüdür [4]. Bant genişliği B olan dar bantlı bir sinyal iletilirken tutarlılık bant genişliği B_c ile olan ilişkisi $B \ll B_c$ olacak şekilde seçildiğinde, iletilen sinyalin sönümlenmesi tüm bant genişliği boyunca aynı olur. Bu durumda sinyaller düz sönümlenir [5] ve kanal frekans seçici değilmiş gibi düşünülebilir. Eğer iletilen sinyalin bant genişliği ile tutarlılık bant genişliği arasındaki ilişki $B \gg B_c$ olarak seçilirse, iletilen sinyalin, B_c 'den daha fazla ayrılan frekans bileşenleri, kanal tarafından frekans ve faz kaymasına uğrar. Bu durumda kanal frekans seçici kanal olarak ifade edilir [5].

Çok taşıyıcılı sistemler ile geniş bantı ideal yayılım koşullarında birbirine dik olan farklı alt kanallara bölerek onları farklı alt taşıyıcılarla göndermek hedeflenir. Her bir alt kanalın bant genişliği, sistem bant genişliğinden çok daha küçüktür ve her bir alt kanalın veri hızı toplam veri hızından daha düşüktür. Alt kanalların sayısı ise her bir alt kanalın düz sönümlenmeye maruz kalmasını garanti edecek şekilde belirlenir. Bu durum, tüm alt taşıyıcıların taşıyıcı aralığının tutarlılık bant genişliğinden daha küçük olması veya sembol süresi T 'nin kanalın maksimum gecikme süresi τ_d 'den büyük olması şeklinde açıklanabilir [5].

Günümüzde birçok kablosuz haberleşme sistemde kullanılan çok taşıyıcılı sistemler ilk olarak 1950'lerin sonlarında ve 1960'ların başlarında askeri yüksek frekans (HF) telsizleri [18], [19] için kullanılmıştır. Çok taşıyıcılı modülasyon 1990'lardan itibaren [14] Avrupa'da sayısal ses ve video yayını [15] ayrık çok tonlu sayısal abone hatları (DSL) [20] ve en yeni nesil kablosuz LAN'lar [16], [17] dahil olmak üzere birçok farklı kablolu ve kablosuz uygulamada kullanılmıştır.

Çok taşıyıcı sistemlerin en çok bilinen örneği dik frekans bölmeli çoğullama (OFDM)'dir. OFDM sisteminde yüksek hızlı geniş bantlı bir veri akışı dar bantlı, düşük hızlı veri akışlarına dönüştürülür ve daha sonra bu veriler birbirine dik dar bantlı alt kanallar üzerinden iletir. Bu yüzden OFDM yüksek veri hızı gerektiren sistemler için uygundur [2].

R.W Chang 1960ların ortasında yayınladığı, çok kanallı veri iletimi için birbirine dik dar bantlı sinyallerin kullanılmasına dayanan makalesiyle günümüzdeki OFDM'in temellerini atmıştır [21]. Chang bu çalışması ile semboller ve taşıyıcılar arası girişim olmadan, dar bantlı kanallar üzerinden eşzamanlı olarak sinyallerin iletilmesi prensibi anlatılmıştır. Komşu alt kanalların yüzde 50 üstsüte gelmelerine izin verilmesi ve bu komşu alt kanalların birbirine dik olmasını sağlaması sebebi ile aynı verileri iletmek için kullanılan bant genişliğini yarısına düşürür [22]. Saltzberg, 1967'de yayınladığı makalesi [23] ile Chang'ın bulduğu yöntemin analizini yaptı ve daha verimli bir veri iletişimi için bitişik kanallar arası girişimin azaltılması gerektiği sonucuna vardı. Elde ettiği bu sonuç ile OFDM sistemindeki her bir alt kanalın birbirine dik olması sağlamak için aşamalı OFDM yönteminin kullanılmasını önerdi. Çok taşıyıcılı sistemlerde 1971 yılında Weinstein ve ELbert'in [24] çalışmalarına kadar her bir alt kanal için ayrı modülatör ve demodülatör kullanılması sistemlerin çok karmaşık hale gelmesine neden olmuştur. Weinstein ve ELbert tarafından yapılan çalışma ile, paralel dar bantlı sinyaller oluşturulurken karşılaşılan karmaşıklığını azaltan ayrık fourier dönüşümü önerildi. Daha sonra alt kanalların birbirine dik olmasını garanti ederek semboller arası girişimi ortadan kaldırmak için 1980 yılında Peled ve Ruiz tarafından günümüzde ön ek (CP) olarak bildiğimiz yöntem ortaya çıkarılmıştır [25]. CP kısaca OFDM bloğunun sonundan itibaren Δ kadarlık kısmın kopyalanıp bu bloğun önüne koyulması olarak açıklanabilir. Bu ön ek, kanal üzerinde beklenen en uzun gecikmeden büyük olacak şekilde seçildiğinde semboller arası girişim (ISI) ortadan kalkar.

OFDM yıllardır bir çok kablolu ve kablosuz haberleşmede sisteminde kullanılmaktadır.

Bu sistemlerden bazıları, asimetrik sayısal abone hatları (ADSL), sayısal ses yayını (DAB), sayısal video yayını (DVB), fiber optik haberleşme [26], Bluetooth standardı (IEEE 802.15.11), Wifi (IEEE 802.11a), WiMAX (IEEE 802.16), yeni nesil kablosuz LAN'lar (IEEE 802.11a ve ETSI/BRAN HiperLAN/2) ve dördüncü nesil haberleşme teknolojileridir [28].

OFDM'in bu kadar yaygın olarak birçok sistemde kullanılmasının başlıca sebepleri şöyle sıralanabilir:

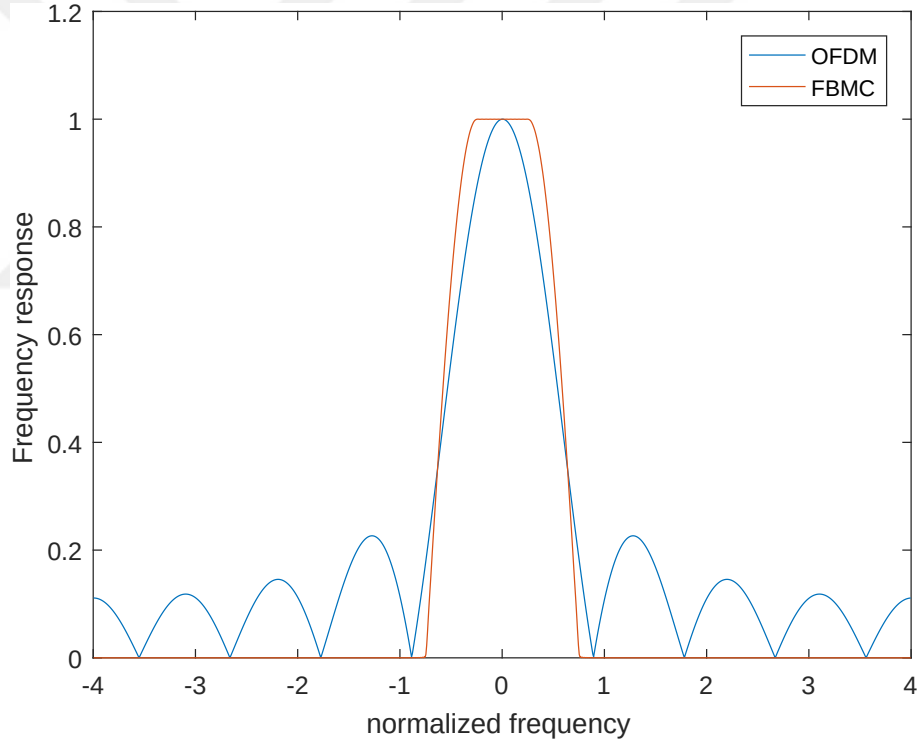
- OFDM ile mevcut bant genişliği birbirine dik alt taşıyıcılar ile mümkün olan en küçük dar alt bantlara ayrılarak bant genişliği daha verimli kullanılır.
- DFT ve IDFT kullanarak modülatör ve demodülatör karmaşıklığı azaltır [29].
- Çok yollu yayılım ortamında kanalın gecikme süresine karşı dayanıklıdır.

OFDM'in bu avantajlarının yanında bir çok dezavantajı da bulunmaktadır. Bir sistemde taşıyıcılar arası girişimi (ICI) önleyebilmek için kullanıcı sinyallerinin alıcı girişinde senkronize edilmesi önemlidir. Uydudan baz istasyonuna olan hattaki haberleşmede tüm alt taşıyıcıların aynı Doppler kaymasına maruz kalmaları onların kolayca senkronize edilmesini sağlar. Bu hatta OFDM iyi bir şekilde çalışır. Fakat, baz istasyonundan uyduya olan hatta olan haberleşmede farklı kullanıcıların farklı Doppler frekanslarına maruz kalması senkronizasyonun sağlanmasını engeller. Bu koşullar altında OFDM kullanıldığında senkronizasyonun sağlanabilmesi için çok karmaşık yöntemler gerekmektedir. OFDM'in en önemli avantajlarından biri olan basitliği, Doppler frekansına karşı olan hassasiyeti yüzünden ortadan kalkar [30]. OFDM'in bir başka sınırlayıcı yanı ise, her bir alt taşıyıcı sinyalinin frekans cevabının sinc şekile sahip olmasıdır. Bu sinc şeklinde oluşan büyük yan loblardan dolayı herhangi bir taşıyıcı frekans kayması(CFO) olduğu durumda, taşıyıcılar arası girişim meydana gelir ve sinyal gücü azalır [35]. Bunlara ek olarak OFDM'in ISI'ı önlemek için kullandığı çevrimsel ön ek (CP) yararlı bilgiler taşımadığı halde sistemi bant genişliğini işgal eder, bu nedenle bant genişliği verimliliği azalır [35].

OFDM şimdiye kadar bir çok önemli sistemde benimsenmiş ve bir çok avantaja sahip olmasına rağmen, bu zayıf noktaları sebebi ile beşinci nesil kablosuz iletişimin dinamik

yapısı ile başa çıkmakta zorlanacağı açık bir şekilde görülmektedir. 5G için düşünülen çok taşıyıcılı süzgeç bankası (FBMC), hem giriş hem de çıkış gürültülerini önlemek için yüksek kaliteli süzgeçler kullanan OFDM'de karşılaşılan birçok sorunu çözen alternatif bir yöntemdir [32]. FBMC'de seçilen süzgeçlerin frekans cevabında OFDM'in aksine CFO hassasiyetine neden olan yan loblar bulunmaz. Bu durum yerden uyduya olan hattaki iletişimi kolaylaştırır. FBMC ve OFDM sistemlerindeki bir alt kanalın frekans cevapları Şekil 1.1'de görülebilir. Bunlara ek olarak FBMC, frekans seçici kanallarla başa çıkabilmek için CP'e ihtiyaç duymaz, bu durum bant genişliğinin daha verimli kullanılmasını sağlar.

FBMC haberleşme sisteminin tarihçesi ve süzgeç bankalarını kullanan üç yöntem kı-



Şekil 1.1. FBMC ve OFDM'in frekans cevapları

saca açıklanabilir. Beşinci nesil iletişimde kullanılması düşünülen FBMC aslında yeni bulunan bir sistem değildir. Bu sistemin tarihçesine bakıldığında, şu an OFDM olarak bildiğimiz sistemin tanıtılmasından birkaç yıl önce 1960'larda Chang'ın makalesi [21] ile ortaya çıkmıştır. Chang, paralel bir darbe genlik modülasyonu (PAM) sembollerini minimum bant genişliği içinde örtüşen süzgeç bankaları aracılığıyla göndermek için, bant genişliğini alt taşıyıcılarda verimli kullanmayı sağlayan artık yan bant (VSB) modülas-

yonunu önerdi. VSB modülasyonunun analizi sırasında Hilbert dönüşümü [36] gerektirmesi, sistemin karmaşıklığını artırmıştır. Saltzberg [23] Chang'ın fikrini genişleterek dörtlü genlik modülasyonu (QAM) sembollerini, daha basit bir yapı olan çift taraflı bant (DSB) modülasyonlu kullanarak iletmiştir. Saltzberg bu yöntemde her QAM sembolünün gerçek ve gerçeksiz olmayan bileşenleri arasında bir sembol aralığının yarısı kadar zaman farkı koyarak bant genişliği verimliliğini Chang'ın öne sürdüğü yöntem ile aynı olmasını sağlamıştır [32]. Çok taşıyıcılı sistemlerde verimli bir şekilde uygulanan bu polifaz yapı, Bellanger ve Daguet tarafından [37] tarafından daha sonra Hirosaki [38], [39] tarafından incelenmiştir. Hirosaki, bu yöntem için kapsamlı araştırmalar yapıp yöntemi geliştirmiştir. Saltzberg'in çalışmalarının Chang'ın çalışmalarına göre basit olması, onun daha fazla dikkat çekmesini sağlamıştır ve ilerleyen çalışmaları bu yöne çekmiştir. Bu yöneme çeşitli isimler verilmiştir. Bazı yazarlar gerçeksiz ve gerçeksiz olmayan bileşenlerinin birbirine göre bir zaman ofseti ile iletildiğini ve yöntemin çok taşıyıcı olmasını yansıtacak şekilde OQAM-OFDM kullanırken, diğerleri eşdeğer QAM (SQAM) olarak adlandırmayı seçmişlerdir [32]. OQAM veya SQAM literatüre aşamalı çok tonlu modülasyon (SMT) olarak girmiştir [31]. Öte yandan kosinüsle modüle edilmiş süzgeç bankaları (CMFB) kullanılarak çalışan çok yönlü ayrık ton yöntemi (DWMF) [40], [41] çok farklı bir uygulama ile Chang'ın yönteminin yeniden icadı olarak bilinir. Daha sonra CMFB veya DWMF literatüre çok tonlu kosinüs modülasyonu (CMT) [31] olarak girmiştir. FBMC'de kullanılan bir diğer yöntem ise OFDM'in eksik yanları düzeltmek için ortaya çıkan literatürde şekillendirilmiş OFDM [42] olarak da geçen çok tonlu süzgeç (FMT)'dir. Bu üç yöntemde de mevcut kapasitenin daha verimli kullanılması ve kullanılan prototip süzgeçler ile daha hızlı bir sönmelenme sağlanır.

1.1 Tezin Amacı

Çok taşıyıcılı sistemlerde kullanılan eski yöntemler verimsiz bant genişliği kullanımı ve sistemlerin çok karmaşık olmasından dolayı yerini daha verimli bant genişliği sağlayan ve uygulanabilirliği çok daha kolay olan OFDM'e bıraktı. OFDM ideal koşullar altında çok iyi sonuçlar veren bir sistemdir. Artan kullanıcı sayısı ve oluşan yeni ihtiyaçlara bağlı olarak koşullar giderek zorlaşması OFDM performansının kötüleşmesine neden olur. Yeni nesil haberleşme sistemlerinde daha dinamik bir sistem ihtiyacı olması, OFDM'e

alternatif yöntemler düşünülmesini gerektirir. Bu yöntemlerden biri olan FBMC ISI'a engel olabilmek için CP'ye ihtiyaç duymaz bu nedenle OFDM'e göre bant genişliğini daha verimli kullanan bir sistemdir.

Bu tez ile literatürden toplanan bilgiler doğrultusunda FBMC sistem modelleri anlatılıp, ideal koşullar altında OFDM'deki gibi alt taşıyıcılarının birbirine dik olduğu gösterilmiştir. Taşıyıcı frekans ofseti ve zamanlama ofsetinin alıcı performansı üzerinde etkileri toplamalı beyaz Gauss gürültülü (AWGN) ve frekans seçmeli kanallarda frekans ofseti ϵ 'un çok küçük olduğu ve kanal yol gecikmesi τ_d 'nin sembol süresi T 'den çok küçük olduğu yani kanalın düz sönümlenme yaşadığı varsayımı yapılmadan detaylı bir şekilde incelenmiştir. Bu varsayımlar yapılmadan oluşturulan sistem modelleri ile ideal olmayan durumlarda, farklı alt taşıyıcı sayısına göre AWGN kanalda OFDM ve FBMC yöntemlerinin sistem performansları detaylı bir şekilde yapılan analizler ile gösterilmiştir. Ayrıca frekans seçmeli kanallar ile yapılan analizler AWGN kanal ile karşılaştırılarak FBMC'nin güç gecikme profilleri (PDP) farklı olan kanallar karşısındaki durumu yorumlanmıştır.

1.2 Tezin Kapsamı ve Akışı

Tezin geri kalanı bu şekilde organize edilmiştir.

İkinci bölümde, çok taşıyıcılı sistemlere bir giriş yapılarak bu sistemlerde kullanılan iki yöntem anlatılmıştır. FBMC hakkında verilen bilgilerden sonra kullanılacak sinyal şekillendirme süzgeci detaylandırılmıştır. Daha sonra FBMC'de kullanılan CMT, SMT, FMT yöntemleri alıcı ve verici blokları üzerinden detaylı olarak anlatılmıştır. CMT ve SMT sistemlerinde ideal koşullar altında alt taşıyıcıların diklik koşulu detaylı bir analiz sonucunda gösterilmiştir. Çok taşıyıcılı sistemlerde yaygın olarak kullanılan OFDM yönteminin sinyal yapısı ve kullanılan süzgeci hakkında bilgiler verilmiştir. Sistem performansını etkileyen girişimlere karşı OFDM'de alınan yöntemlerin etkileri incelenmiştir.

Üçüncü bölümde, kablosuz haberleşme sistemlerinde sistem performansını etkileyen taşıyıcı frekans ofseti (CFO), zaman ofseti (TO) hakkında bilgiler verilip, FBMC yöntemlerinden SMT için bu etkiler incelenmiştir. Bu inceleme toplamalı beyaz Gauss gürültülü (AWGN) ve frekans seçmeli kanallar için oluşturulan sistem modelleri üzerinden detaylı bir şekilde yapılmıştır. Bu iki kanalda sistem modelleri, alıcı ve verici blokları üzerinden detaylı bir şekilde anlatılarak, sistem çıkışında alınan tahmini sembollerin üzerindeki

CFO ve TO'nun etkileri analiz edilmiştir. Bu etkiler sonucunda komşu zaman ve frekans binlerinden gelen girişimler ayrı ayrı gösterilmiştir. Ofsetlerin performansa olan etkisi, sinyallerin gücünün toplam girişim gücüne oranı (SIR) hesaplamalarına göre yapılan analitik sonuçlar ile yorumlanmıştır. Frekans seçmeli kanallarda aynı analizler, farklı güç gecikme profilleri olan kanallar üzerinden kanalın düz sönümlenmeye maruz kaldığı varsayımı yapılmadan incelenmiştir.

Dördüncü bölümde ise frekans seçmeli kanalların analizinde kullanılan güç gecikme profilleri farklı modeller anlatılmıştır. Kanal yol gecikmeleri ve yol kazançları farklı olan bu modeller ile frekans seçmeli kanallar için yapılan analizler doğrultusunda oluşturulan analitik sonuçlar verilmiştir. Bu sonuçlar ile frekans seçmeli kanalın güç gecikme profilinin CFO ve TO'nun varlığında sistem performansında nasıl bir etkisi olduğu SIR sonuçlarına göre yorumlanmıştır.

Beşinci bölümde, yapılan analizler ile OFDM için bir sistem modeli oluşturulmuştur. Bu bölümde AWGN kanal için frekans ve zaman kaymaları sonucu meydana gelen girişimler oluşturulan sistem modeli üzerinden incelenmiştir. Bu sistem modeli verilen alıcı ve verici bloğunda detaylı bir şekilde anlatılmıştır. CFO ve TO olduğu durumlar tek tek incelenerek SIR sonuçları yorumlanmıştır. Frekans seçmeli kanalda ayırık zamanda incelenen OFDM hakkında bilgiler verilmiştir. Alıcı ve verici blokları üzerinden yöntem açıklanmıştır.

Altıncı bölümde, AWGN kanalda OFDM ve FBMC'nin elde edilen nümreik sonuçları, bu sistemler için oluşturulan analitik ve simülasyon sonuçları ile karşılaştırmalı olarak incelenip yorumlanmıştır. Ayrıca SMT için frekans seçmeli ve AWGN kanal çıktıları kakekök ortalama gecikme yayılımı değerlerine göre yorumlanmıştır.

Son bölümde ise elde edilen sonuçlar üzerinden CFO ve TO varlığında FBMC ve OFDM yöntemleri ile yapılan çıkarımlara ve kanal karakteristiğinin ve alt taşıyıcı sayısının FBMC üzerindeki etkilerine göre elde edilen sonuçlar verilmiştir.

2. ÇOKLU TAŞIYICILI SİSTEMLER

Günümüzde bir çok sistemde kullanılan çok taşıyıcılı sistemler, tek taşıyıcılı sistemlere göre bir çok avantaj sağlamaktadır. Sembol süresinin T bant genişliği B olan tek taşıyıcılı bir sistemde komşu semboller arası girişim olmaması için kanal gecikme yayılımı τ_d 'in Sembol süresi T 'den çok küçük olması gerekir. Gecikme yayılımının sembol süresinden çok büyük olduğu durumlarda alıcı tarafındaki eşitleme işlemi çok karmaşık bir hal alır.

Çok taşıyıcı sistemler kullanılarak toplam veri akışı N tane birbirine paralel, düşük hızlı veri akışına bölünür ve bu düşük hızlı veriler N tane alt taşıyıcı kullanılarak gönderilir [2]. Bu sayede alıcı tarafındaki eşitleme karmaşıklığı azaltılır. Her bir alt taşıyıcının taşıyıcı aralığı toplam bant genişliğinin N 'de birine düşerken $(\frac{B}{N})$, her bir alt taşıyıcının sembol süresi toplam sembol süresinin N katı (TN) olur. Ayrıca, alt taşıyıcı sayısı N belirlenirken kanalın zaman tutarsızlığı ve doppler frekansı arasındaki ilişki dikkate alınmalıdır. Kablosuz kanallardaki Doppler kayması taşıyıcı frekans ofseti (CFO) olarak bilinmektedir. En iyi iletimi sağlamak için, yayılım yapılacak kanalın sembol süresini kanal gecikme yayılımı ve doppler frekansına dikkat ederek seçilmesi gerekir. Ayrıca çok taşıyıcı sistemlerde verici ve alıcı yerel osilatörler arasındaki farklarda CFO'nun artmasına neden olur, bu durum alıcıda kullanılan eşitleyiciler ile önlenmeye çalışılır. Bu sistemler kullanılırken zamanlama ofsetine de dikkat etmek gerekir. Zamanlama ofseti, gerçek örnekleme zamanı, alıcıdaki optimum örnekleme süresinden farklı olduğunda ortaya çıkar, bu ofsetin artması sistemdeki semboller arası girişimi artırır.

Bir çok taşıyıcı vericisi ile gönderilecek sinyali oluşturmak için toplam veri akışı N tane alt veri akışına dönüştürülür. Bu alt veri akışları paralelleştirilerek gönderilir. Bu ifade Şekil 2.1'de gösterilmiştir.

Çok taşıyıcılı sistem ile alt taşıyıcı bant genişliği B_N , sembol zamanı T_N olan $g(t)$ sinyal şekli ile gönderilen tüm alt kanallarla ilişkili modüle edilmiş sinyallerin iletilen sinyali oluşturmak için toplandığı ifade;

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i g(t) \cos(2\pi f_i t + \phi_i) \quad ?? \quad (2.1)$$

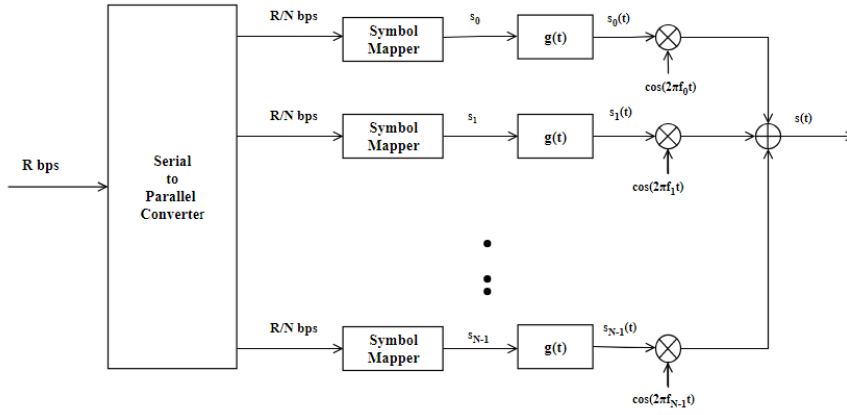
Denklem ??'de bulunan s_i , i . alt taşıyıcıdaki karmaşık sembolleri, ϕ_i ise i . taşıyıcıdaki fazı

ifade eder.

Bant genişliği B_N olan birbirine dik alt kanallardan, bant genişliği $NB_N = B$ olan ve veri hızı $NR_N \approx R$ olan veri akışı elde edilir.

Bulunan bu sonuca göre, çoklu taşıyıcılı sistemler ile toplam bant genişliği ve toplam veri hızı değişmeden alt taşıyıcı bant genişliği tutarlılık bant genişliğinden çok küçük olduğu için $B_N \ll B_C$ semboller arası girişim ortadan kaldırıldığı gösterilmiş olur [5].

Alıcı tarafında ise; birbirlerine dik olan alt taşıyıcılardan oluşturulan verici sinyali ken-



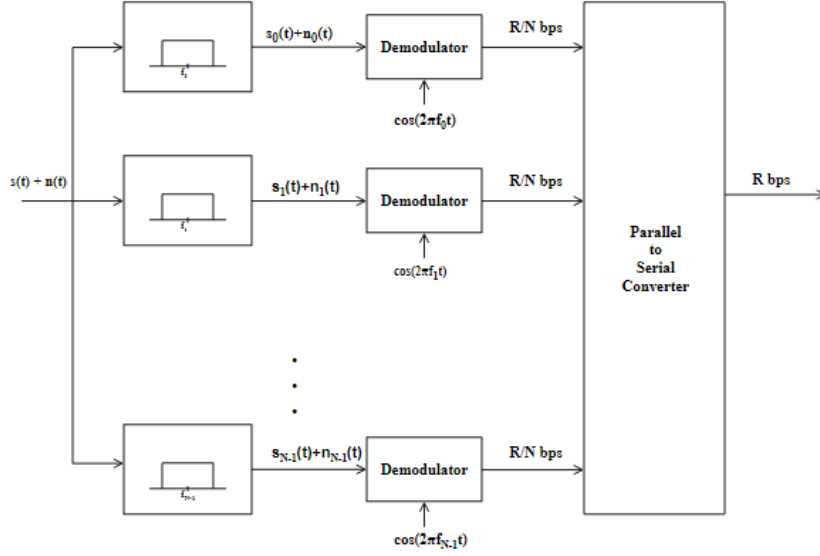
Şekil 2.1. Çoklu taşıyıcı vericisi

disinden başka alt taşıyıcıların etkisini ortadan kaldırmak için dar bant süzgeçlerden geçer, demdodüle edildikten sonra elde edilen sinyaller serileştirilerek gerçek veri akışına dönüştürülür. Bu ifade Şekil 2.2’de gösterilmiştir.

2.1 FBMC

Çok taşıyıcılı süzgeç bankası (FBMC) sistemi, mevcut kapasitenin çok daha iyi kullanıldığı, belirli bir bant genişliği içinde daha yüksek veri hızları sağlayabilen çok taşıyıcılı bir modülasyon türüdür.

FBMC iletişim tekniği ilk olarak Chang’ın [21] öne sürdüğü yöntemde minimum bant genişliği içinde çakışan süzgeç bankaları aracılığıyla paralel bir PAM sembolü dizisine ihtiyaç duyar. PAM sembollerini bant genişliğini verimli bir şekilde kullanarak iletmek için, alt taşıyıcılara VSB modülasyonu uygulanır. Chang tarafından bulunan ve daha sonra üzerinde çalışılan bu yöntem günümüzde çok tonlu kosinüs modülasyonu (CMT) olarak literatüre girmiştir.



Şekil 2.2. Çoklu taşıyıcı alıcısı

Saltzberg [23] Chang'ın yöntemini kullanarak uygulaması daha basit bir yöntem geliştirdi. Bu yöntemde PAM sembolleri yerine QAM sembollerini kullanarak onları birbirleri arasında yarım sembol zamanı fark bulunan gerçek ve gerçek olmayan QAM sembollerine ayırır ve bu sembolleri DSB modülasyonu kullanarak iletir. Bu yöntemde kullanılan zaman ofsetinden dolayı olarak OQAM ismi verilmiştir, daha sonraki çalışmalarda bu içim değişerek çok tonlu aşamalı modülasyon (SMT) ismini almıştır. Süzgeç bankalarını kullanan diğer bir yöntem ise, temelinde bildiğimiz frekans bölmeli çoğullama geliştirilerek ortaya çıkmıştır. Bu yöntem, diğer iki yöntemden farklı olarak alt taşıyıcılar birbirleri ile çakışmayan süzgeç bankaları aracılığı ile gönderilir. Bu yöntemde çok tonlu süzülmüş modülasyon(FMT) denilir.

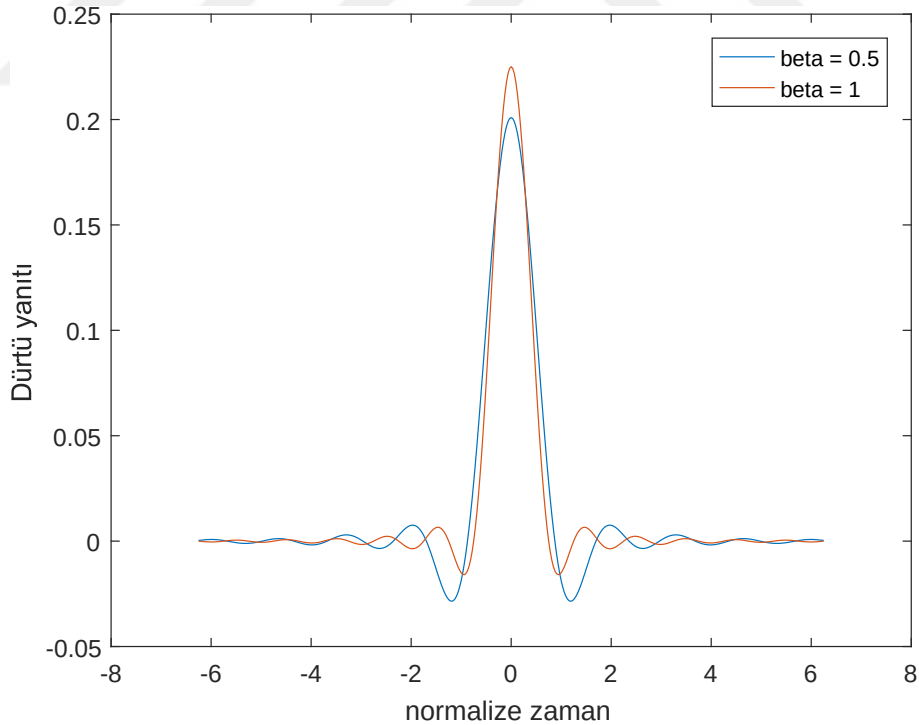
FBMC'de alıcı ve verici tarafında sinyal şekillendirmek için bir çok farklı süzgeç kullanılmaktadır [27]. Yapılan analizlerde bu süzgeçlerden biri olan yükseltilmiş karekök süzgeci (SRRC) kullanılmıştır. SRRC her M örnekte periyodik sıfır geçişlerini sağlayan, düşük frekanslarda bir kazanca, yüksek frekanslarda sıfır kazanca sahip merkezde yükseltilmiş kosinüs şekilli frekans tepkisi olan özel bir Nyquist süzgecidir. Bu süzgeçler Nyquist kriterine [4] uyduğu için semboller arası girişimi en aza indirmeyi sağlar ve bu nedenler sayısal iletişimde sıklıkla tercih edilir.

SRRC süzgecinin dürtü yanıtı denklem 2.2'de verilmiştir.

$$h_{srrc}(t) = \frac{\sin\left(\pi t \frac{1-\beta}{T}\right) + \frac{4\beta t}{T} \cos\left(\left(\frac{\pi t}{T}\right)\left(\frac{1+\beta}{T}\right)\right)}{\pi t \left(1 - \left(\frac{4\beta t}{T}\right)^2\right)} \quad (2.2)$$

Denklemden görülen β yuvarlanma katsayısı olarak geçer ve SRRC süzgecinin belirli bir bant genişliğinin üzerinde ne kadar güç yaydığını gösterir. SRRC süzgecinin denklem 2.2'ye göre çıkarılan dürtü yanıtının farklı iki yuvarlanma faktörüne göre değişimi Şekil 2.3'de görülebilir. Süzgecin frekans cevabı ise denklem 2.3'de verilmiştir.

$$h_{srrc}(t) = \begin{cases} \sqrt{T}, & | t \in [0, \frac{1-\beta}{2T}] \\ \sqrt{\frac{T}{2}} \left\{ 1 + \cos\left(\frac{\pi t T}{\beta} \left(f - \frac{1-\beta}{2T}\right)\right) \right\}^2, & | t \in [\frac{1-\beta}{2T}, \frac{1+\beta}{2T}] \\ 0, & | t > \frac{1+\beta}{2T} \end{cases} \quad (2.3)$$



Şekil 2.3. SRRC süzgecinin normalize edilmiş zamandaki dürtü yanıtı

Sistemde en az ISI olması için, verici ve ona eşleştirilmiş alıcı tarafında kullanılan süzgeçlerin Nyquist kriterini sağlaması gerekir. SRRC süzgeci bu koşulu sağlayan en bilinen süzme yöntemidir.

2.1.1 CMT

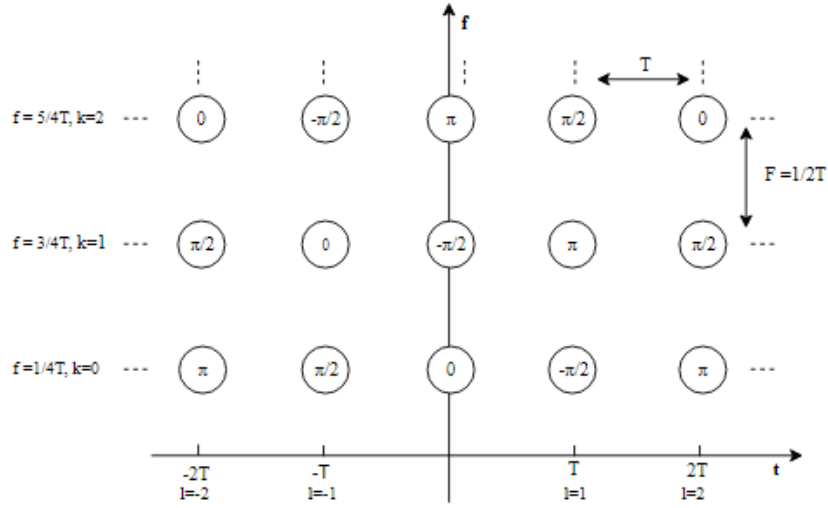
CMT sisteminde gerçek zamanlı olarak kullanılan PAM veri sembolleri, bant genişliği verimini en üst düzeye çıkarabilmek için birim zaman başına iki sembol yoğunluğuna sahip olacak şekilde zaman-frekans, faz-uzay örgüsüne yerleştirilir. Her çok taşıyıcı PAM veri sembolünde, N tane karmaşık sembolü iletebilmek için her bir alt taşıyıcının gerçek bir sembolü taşıdığı $2N$ alt taşıyıcıya ihtiyaç olur [32]. Bu durum Şekil 2.4'de detaylı bir biçimde görülebilir.

Veri iletim hızının saniyede $R=1/T$ olan QAM sembollerinin aktarıldığı bant genişliğinin, sembol süresi T ile olan ilişkisi $B = 1/T$ Hz olarak bulunur. Her bir PAM sembolü $1/2$ QAM sembolüdür, bu yüzden CMT'de veri hızının korunabilmesi için gerekli olan bant genişliği yarıya düşerek $B= 1/2T$ Hz olur. Sonuç olarak CMT sisteminde, veri hızını koruyabilmek için iki kat alt taşıyıcı kullanır ve VSB modülasyonu kullanılarak sistemdeki alt taşıyıcı aralığının $1/2T$ olması sağlanır. VSB modülasyonu ile frekans spektrumu biri kompleks sinüs dalgasını pozitif frekansla modüle eden diğeri kompleks sinüs dalgasını negatif frekansla modüle eden iki parçaya bölünür [31]. Verici tarafında ve ona eşleştirilmiş alıcı tarafındaki prototip süzgeç $h(t)$, karekök Nyquist dalgası olmayı ve $q(t) = h(t) \star h(-t)$ evrişim işlemi sonucu bulunan $q(t)$ 'nin $2T$ zaman aralıklarında düzenli sıfır geçişleri olan bir Nyquist sinyal olduğunu garanti edecek şekilde belirlenir. Ayrıca zamanın gerçek bir fonksiyonu olan $h(t)$ simetri koşulunu ($h(t) = h(-t)$) sağlamalıdır. Bu koşullara göre oluşturulmuş, $t = 0$ anındaki CMT prototip süzgeçlerinin çeşitli alt taşıyıcılardaki büyüklük tepkileri [32] Şekil 2.5'de gösterilmiştir.

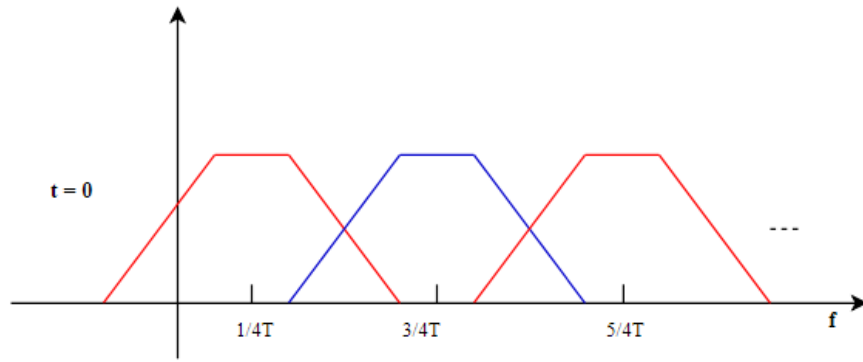
Verici tarafından gönderilen CMT sinyali $x(t)$ oluşturulurken; $a_l^k(t)$ temel fonksiyonları ile modüle edilen, $l = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$ sembol zaman indeksini, $k = 0, 1, 2, \dots$, sembol frekans indeksini ifade eden $s_k[l]$ veri sembolleri kullanılır. Bu temel fonksiyonlar $s_k[l]$ taşıyıcısına eklenen faz kayması $\phi_k[l] = (k - l)\frac{\pi}{2}$ ve prototip süzgeç $h(t)$ ile ifade edilir, [32].

$$x(t) = \sum_l \sum_k s_k[l] a_l^k(t).$$

$$\begin{aligned} a_l^k(t) &= e^{j\theta_k[l]} h_l^k(t), \\ h_l^k(t) &= h(t - lT) e^{j\frac{(2k+1)\pi}{2T}t}. \end{aligned} \tag{2.4}$$



Şekil 2.4. CMT sistemi zaman-frekans, faz-uzay örgüsü



Şekil 2.5. CMT sinyal şekillendirme süzgeci

$a_l^k(t)$ birbirine temel fonksiyonların bir seti olursa, $s_k[l]$ sentez fonksiyonu olan $x(t)$ 'den kolay bir şekilde elde edilebilir.

Bir fonksiyon çifti için diklik koşulu şöyle ifade edilir [31];

$$\langle w_1(t), w_2(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} w_1(t) w_2^*(t) dt = 0. \quad (2.5)$$

Veri sembolleri $s_k[l]$ gerçek zamanlı olduğunda, diklik tanımı daha basit bir denkleme dönüşür (2.5):

$$\langle w_1(t), w_2(t) \rangle_R = \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} w_1(t) w_2^*(t) dt \right\} = 0,$$

Veri sembollerinin alınan sinyalden kolayca elde edebilmesi için gerekli olan birbirine dik temel fonksiyonların genel diklik tanımına uyması gerekir. Herhangi bir (l,k) ve (n,m) CMT temel fonksiyon çiftleri için genel diklik tanımı denklem 2.6'de verilmiştir.

$$\langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R = \begin{cases} 1, & l = n, k = m \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.6)$$

Denklem 2.6 detaylandırıldığında;

$$\begin{aligned} \langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R &= \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\theta_k[l]} h_l^k(t) e^{-j\theta_m[n]} h_n^{m*}(t) dt \right\} \\ \langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R &= \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(k-l-m+n)\frac{\pi}{2}} h(t-lT) h(t-nT) e^{j((k-m)\pi/T)t} dt \right\} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Denklem 2.7 'da bulunan sonuç, farklı (l,k) ve (n,m) temel fonksiyon çiftlerine göre incelenip, kullanılan süzgeçlerin özellikleri ile bakılan her noktada genel diklik tanımını sağladığı gösterilecektir.

Frekans değişiminin $(k - m = 0)$ ve zaman değişiminin $(l - n = 0)$ olmadığı durum

$$\langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R = \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t-lT) h(t-nT) dt \right\}$$

$t = t + nT$ değişken değiştirmesi yapıldığında

$$\langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) h(t) dt = 1. \quad (2.8)$$

Frekans ve zaman kaymasının olmadığı denklem (2.8)'de temel fonksiyonlar birbiri ile ilintilidir.

Aynı alt taşıyıcılarda farklı sembol indeksleri üzerinden genel diklik tanımı incelendiğinde;

Frekans değişiminin ($k - m = 0$) olmadığı ve zaman değişiminin ($l - n = 2r$) çift sayı olduğu durum

$$\langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R = \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\frac{r\pi}{2}} h(t - lT) h(t - nT) dt \right\}$$

$t = t + nT$ değişken değiştirmesi yapıldığında

$$\langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R = (-1)^r \int_{-\infty}^{\infty} h(t) h(t - 2rT) dt = 0, \quad (2.9)$$

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) h(t - 2rT) dt, \quad (2.10)$$

$z(t)$ $2T$ aralıklarla sıfır geçişleri olan bir fonksiyon olarak seçildiğinde, denklem (2.10)'de bulunan integralin sonucu bakılan aralıkta sıfıra eşit olur. Nyquist ISI kriterini sağlamak için $z(t)$ fonksiyonu bu koşula uymalıdır. Bu koşul sağlandığında kullanılan süzgeç $h(t)$ gerçek zamanlı, simetri koşulunu sağlayan bir karekök Nyquist fonksiyonu olur.

Frekans değişiminin ($k - m = 0$) olmadığı ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum

$$\begin{aligned} \langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R &= \operatorname{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j(2r+1)\frac{\pi}{2}} h(t - lT) h(t - nT) dt \right\}, \\ \langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R &= \operatorname{Re} \left\{ -j(-1)^r \int_{-\infty}^{\infty} h(t - nT) h(t - mT) dt \right\} = 0. \end{aligned} \quad (2.11)$$

$h(t)$ gerçek zamanlı bir prototip süzgeçtir. Verilen aralıkta intergal incelendiğinde gerçek olmayan bir ifade elde edilir ve bu ifadenin gerçek olan bölümü alınmak istendiğinde (2.11)'in sonucu sıfır olarak bulunur.

Farklı alt taşıyıcılar ile farklı sembol indeksleri üzerinden genel diklik tanımı çıkarımları aşağıdaki gibidir.

Frekans değişiminin ($k - m = 1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r$) çift sayı olduğu durum

$$\begin{aligned} \langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R &= \text{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j(2r-1)\frac{\pi}{2}} h(t - lT) h(t - nT) e^{j\frac{\pi}{T}t} dt \right\} \\ \langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R &= \text{Re} \left\{ j(-1)^r \int_{-\infty}^{\infty} h(t - lT) h(t - nT) e^{j\frac{\pi}{T}t} dt \right\} \end{aligned}$$

$t = t + \frac{(l+n)}{2}T$ değişken değiştirmesi yapıldığında

$$\langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R = \text{Re} \left\{ j(-1)^r \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \frac{(l-n)}{2}T\right) h\left(t - \frac{(l-n)}{2}T\right) e^{j\left(t + \frac{(l+n)}{2}T\right)\frac{\pi}{T}} dt \right\}$$

$l + n = 2r'$ olarak seçildiğinde;

$$\begin{aligned} \langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R &= \text{Re} \left\{ j(-1)^r (-1)^{r'} \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT) h(t - rT) e^{j(\pi/T)t} dt \right\} \\ \langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R &= -(-1)^{(r+r')} \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT) h(t - rT) \sin\left(\frac{\pi t}{T}\right) dt \end{aligned} \quad (2.12)$$

$\sin((\pi/T)t)$ tek bir fonksiyon ve eşitliğin sol tarafındaki çarpım bu aralıkta çift bir fonksiyon olduğundan denlem (2.11)'in sonucu sıfır olarak bulunur.

Frekans değişiminin ($k - m = 1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum

$$\langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R = \text{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\frac{\pi}{2}t} h(t - lT) h(t - nT) e^{j\frac{\pi}{T}t} dt \right\}$$

$t = t + \frac{(l+n)}{2}T$ değişken değiştirmesi yapıldığında

$$\langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R = \text{Re} \left\{ (-1)^r \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \frac{(l-n)}{2}T\right) h\left(t - \frac{(l-n)}{2}T\right) e^{j\left(t + \frac{(m+n)}{2}T\right)\left(\frac{\pi}{T}\right)} dt \right\}$$

$l + n = 2r' + 1$ olarak alındığında;

$$\langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R = \text{Re} \left\{ -j(-1)^{r'}(-1)^r \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \frac{(l-n)}{2}T\right) h\left(t - \frac{(l-n)}{2}T\right) e^{j(\pi/T)t} dt \right\}$$

$$\langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R = -(-1)^{(r+r')} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \frac{2r+1}{2}T\right) h\left(t - \frac{(2r+1)}{2}T\right) \sin\left(\frac{\pi t}{T}\right) dt = 0. (2.13)$$

Bir önceki duruma benzer sonuçlar bu aralıkta da görülmektedir. $\sin((\pi/T)t)$ tek bir fonksiyon ve eşitliğin sol tarafındaki çarpım bakılan aralıkta çift bir fonksiyon olduğu için denklem(2.14)'in sonucu sıfır olur.

Frekans değişiminin ($k - m = -1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r$) çift sayı olduğu durum

$$\langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R = \text{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j(2r+1)\frac{\pi}{2}t} h(t - lT) h(t - nT) e^{-j\frac{\pi}{T}t} dt \right\}$$

$t = t + \frac{(l+n)}{2}T$ değişken değiştirmesi yapıldığında

$$\langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R = \text{Re} \left\{ -j(-1)^r \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \frac{(l-n)}{2}T\right) h\left(t - \frac{(l-n)}{2}T\right) e^{-j(\pi/T)\left(t + \frac{(l+n)}{2}T\right)} dt \right\}$$

$l + n = 2r'$ olarak seçildiğinde

$$\begin{aligned} \langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R &= \operatorname{Re} \left\{ -j(-1)^r (-1)^{r'} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT)h(t-rT)e^{-j(\pi t/T)} dt \right\} \\ \langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R &= -(-1)^{(r+r')} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} p(t + ((m-n)/2)T) p(t - ((m-n)/2)T) \sin(\pi t/T) dt = 0. \right\} \end{aligned} \quad (2.14)$$

Tek ve çift fonksiyonların çarpımı ile elde edilen denklem (2.14) sonucu sıfır olarak bulunur.

Frekans değişiminin ($k - m = -1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum

$$\langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R = \operatorname{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j(r+1)\pi} e^{-j\frac{\pi}{T}t} h(t-lT)h(t-nT) dt \right\}$$

$t = t + \frac{(l+n)}{2}T$ değişken değiştirilmesi yapıldığında

$$\langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R = \operatorname{Re} \left\{ -(-1)^r \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \frac{(l-n)}{2}T\right) h\left(t - \frac{(l-n)}{2}T\right) e^{-j((t+\frac{(m+n)}{2}T)\frac{\pi}{T})} dt \right\}$$

$l + n = 2r' + 1$ olarak seçildiğinde

$$\begin{aligned} \langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R &= \operatorname{Re} \left\{ -j(-1)^{r'} (-1)^r \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \frac{(m-n)}{2}T\right) h\left(t - \frac{(m-n)}{2}T\right) e^{-j(\pi/T)t} dt \right\} \\ \langle a_l^k(t), a_n^m(t) \rangle_R &= (-1)^{(r+r')} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \frac{(2r+1)}{2}T\right) h\left(t - \frac{(2r+1)}{2}T\right) \sin\left(\frac{\pi}{T}t\right) dt = 0. \end{aligned} \quad (2.15)$$

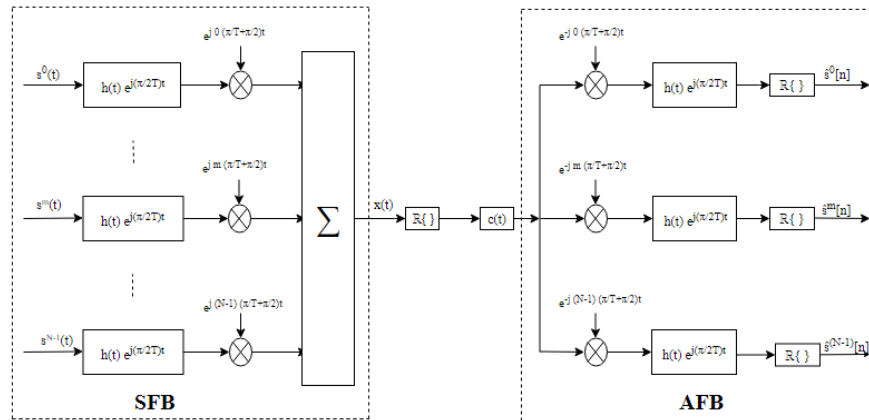
Farklı frekans değişimlerine göre incelenen diğer durumlardaki sonuç burada da elde edilmiştir ve denklem 2.15 sıfır olarak bulunur.

Özet olarak bir CMT sisteminde;

- Temel fonksiyonları oluşturan sinyaller zaman ekseninde T sembol aralığına, frekans ekseninde ise $F = 1/2T$ alt taşıyıcı aralığına sahip olmalıdır [31].
- Prototip süzgeçlerin sembol aralığı $2T$ için gerçek değerli olan karekök Nyquist süzgeci olarak seçilmeli ve $h(t) = h(-t)$ koşullarını sağlaması gerekir [32].

Yukarıdaki koşullar sağlandığında, elde edilen temel fonksiyonların birbirine dik olduğu yapılan ispatlar sonucunda görülmüştür. Bu durum semboller arası girişimi engeller ve veri sembollerini alınan sinyalden kolayca elde edilebilmesini sağlar. Yukarıda yapılan açıklamalar Şekil 2.6'de detaylı olarak gösterilmiştir. İletilen sinyal prototip süzgeçlerden oluşan sentez süzgeç bankası(SFB) ile oluşturulur ve bu prototip süzgeçlerle eşleşen süzgeçlerin bulunduğu analiz süzgeç bankasına gönderilir. AFB farklı alt taşıyıcılardan farklı verilerin elde edilebilmesini sağlar.

Ayrıca CMT sisteminde, sinyaller birim zaman başına iki sembol yoğunluğuna sahip olacak şekilde zaman-frekans, faz-uzay örgüsüne yerleştirildiği için bant genişliği verimi yüksektir. Birim alan başına sembol yoğunluğu $\frac{1}{TF} = \frac{1}{T(1/2T)} = 2$ olarak bulunur.

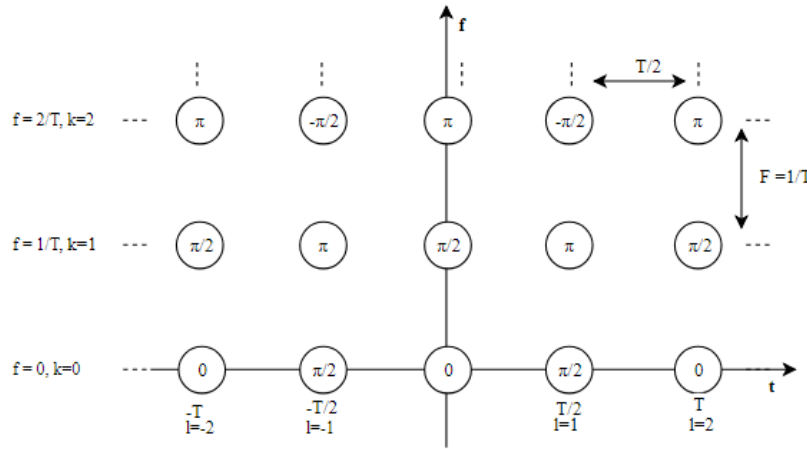


Şekil 2.6. CMT alıcı verici bloğu

2.1.2 SMT

FBMC haberleşme sistemlerinde en yaygın olarak kullanılan yöntem çok tonlu aşamalı modülasyon (SMT)'dir. SMT yöntemi ile veriler iletilirken karmaşık veri, gerçekte ve gerçekte olmayan bölümlerine ayrılır. Bu iki bölüm arasında bir sembol süresinin yarısı kadar olacak şekilde zaman ofseti eklenir daha sonra bu bölümlere ayrı ayrı OQAM modülasyonu uygulanır [33]. OQAM, karmaşık bir sembolün gerçekte ve gerçekte olmayan iki yarı sembole ayrılması olarak ifade edilir [34]. QAM sembolleri için, alt taşıyıcılar arasında $1/T$ kadar fark olduğu ve QAM sembolünün gerçekte ve gerçekte olmayan parçaları arasında $T/2$ kadar zaman farkı olduğu [32] Şekil 2.7'de görülebilir.

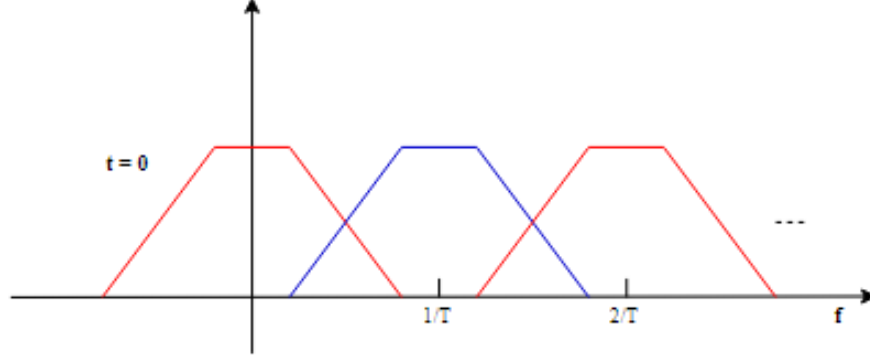
CMT'de olduğu gibi verici tarafında ve ona eşleştirilmiş alıcı tarafındaki prototip süzgeç $h(t)$, karekök Nyquist süzgeci olmalı ve $q(t) = h(t) \star h(-t)$ evrişim işlemi sonucu bulunan $q(t)$ 'nin T zaman aralıklarında düzenli sıfır geçişleri olan bir Nyquist sinyal olduğunu garanti edecek şekilde belirlenmelidir. Ayrıca zamanın gerçekte bir fonksiyonu olan $h(t)$ simetri koşulunu ($h(t) = h(-t)$) sağlamalıdır. Bu koşullara göre oluşturulmuş $t = 0$ anındaki SMT prototip süzgeçlerinin çeşitli alt taşıyıcılardaki büyüklük tepkileri [32] Şekil 2.8'de gösterilmiştir. Gerçekte ve gerçekte olmayan bileşenleri $s_I^k(t)$ ve $s_Q^k(t)$ olan



Şekil 2.7. SMT sinyal şekillendirme süzgeci

k. alt taşıyıcıdaki karmaşık sinyal [32] $s^k(t)$, denklem (2.16)'da göstermiştir:

$$s^k(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} (a_l^k + jb_l^k) \delta(t - lT) \quad (2.16)$$



Şekil 2.8. SMT sinyal şekillendirme süzgeci

CMT'de olduğu gibi $l = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$ sembol zaman işareti, $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ sembol frekans işaretini ifade eder. Sembol frekans işaretleri alt taşıyıcı sayısı N ile sınırlandırılmıştır. Gönderilen sinyal $x(t)$ oluşturulurken [35] $s^k(t)$ karmaşık sinyali OQAM'in gerektirdiklerine uygun olarak gerçekte ve gerçekte olmayan kısımlarına ayrılıp bu kısımlara göre farklı prototip süzgeçler seçilir. $s^k(t)$ sinyalinin gerçekte olan kısmı a_l^k için $h(t)$ prototip süzgeci kullanılırken, gerçekte olmayan tarafta b_l^k için bir sembol süresinin yarısı kadar kaydırılmış $h(t - \frac{T}{2})$ prototip süzgeci kullanılır.

$$x(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} (a_l^k h(t - lT) + jb_l^k h(t - lT - \frac{T}{2})) e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} \quad (2.17)$$

Zaman, frekans ve faz kaymasının olmadığı, bir kanalda alınan sinyal, denklem (2.18)'de gösterilmiştir.

$$r(t) = x(t) \star c(t) + v(t), \quad (2.18)$$

Burada kanal AWGN olduğu için kanal cevabı Dirac delta fonksiyonuna eşittir $c(t) = \delta(t)$. $v(t)$ ise kanal gürültüsünü ifade eder.

Gönderilen sinyal $x(t)$ yerine koyulduğunda $z(t)$;

$$r(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} (a_l^k h(t - lT) + jb_l^k h(t - lT - \frac{T}{2})) e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} + v(t) \quad (2.19)$$

Alıcı tarafında, demodüle edilen sinyallerden gerçek olan parçası $h(t)$ ile gerçek olmayan parçası ise $h(t + \frac{T}{2})$ süzgeçlerinden geçirilir. SMT sinyallerinde kullanılan prototip süzgeçlerin $h(t) = h(-t)$ koşulunu sağlaması sonucunda, alıcıdaki $h(t)$ ve $h(t + \frac{T}{2})$ süzgeçleri verici tarafındaki süzgeçlerin eşi olur [35]. Alıcı tarafında süzgeçlerden geçirildikten sonra elde edilen sonuç, $1/T$ örnekleme hızına sahip bir Nyquist sinyali olmalıdır. Herhangi bir eşitleme işlemi yapılmayan bu sinyallerden gönderilen sinyalin tahmin edilen gerçek ve gerçek olmayan bölümleri elde edilir.

Zaman işaretinin n , frekans işaretinin m ile ifade edildiği tahmini veri sembollerinin gerçek olan bölümü denklem (2.20)'de ve gerçek olmayan bölümü de denklem (2.21)'de gösterilmiştir.

$$\hat{a}_n^m = \Re \left\{ w_{n,r}^m \left(z(t) e^{-jm(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} \right) \star h(t) \Big|_{t=nT} \right\} \quad (2.20)$$

$$\hat{b}_n^m = \Im \left\{ w_{n,i}^m \left(z(t) e^{-jm(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} \right) \star h(t + \frac{T}{2}) \Big|_{t=nT} \right\} \quad (2.21)$$

Denklem (2.20)'de evrişim işlemi yapıldıktan sonra ve $h(t) = h(-t)$ eşitliği kullanılır ve $t = nT$ örnekleme zamanı yerine koyulur.

$$\hat{a}_n^m = \Re \left\{ w_{n,r}^m \int_{-\infty}^{\infty} z(t) e^{-jm(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} h(t - nT) dt \right\} \quad (2.22)$$

Denklem (2.19)'de bulunan alınan sinyal $r(t)$, denklem (2.22)'da yerine konulduğunda

$$\begin{aligned} \hat{a}_n^m = \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_l^k h(t - lT) + jb_l^k h(t - lT - \frac{T}{2}) \right) \right. \\ \left. e^{-jm(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} h(t - nT) dt \right\} + v_{n,r}^m \end{aligned}$$

Alıcı tarafındaki süzgeci sadece t 'ye bağlı hale getirebilmek için değişken değiştirmeler yapılır:

$l = l + n$ değişken değiştirmesi yapıldığında

$$\begin{aligned} \hat{a}_n^m = \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k h(t - lT - nT) + jb_{l+n}^k h(t - lT - nT - \frac{T}{2}) \right) \right. \\ \left. e^{j(k-m)(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} h(t - nT) dt \right\} + v_{n,r}^m \end{aligned}$$

$t - nT = t$ değişken değiştirmesi yapılır

$$\hat{a}_n^m = \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k h(t - lT) + jb_{l+n}^k h(t - lT - \frac{T}{2}) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+nT) + \frac{\pi}{2})} h(t) dt \right\} + v_{n,r}^m$$

Üstel fonksiyonun Euler açılımına [43] göre $e^{j(k-m)2\pi n} = \cos((k-m)2\pi n) + j \sin((k-m)2\pi n) = 1$ bulunan değeri ve herhangi bir eşitleme işlemi yapılmayacağı için eşitleme parametresi $w_{n,r}^m$ yerine 1 koyulduğunda tahmini sembolün gerçek olan bölümü $\hat{a}_n^m$;

$$\hat{a}_n^m = \Re \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k h(t - lT) + jb_{l+n}^k h(t - lT - \frac{T}{2}) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}t + \frac{\pi}{2})} h(t) dt \right\} + v_{n,r}^m \quad (2.23)$$

Denklem (2.21)'de evrişim işlemi yapıldıktan sonra ve $h(t) = h(-t)$ eşitliği kullanılır ve $t = nT$ örnekleme zamanı yerine koyulur.

$$\hat{b}_n^m = \Im \left\{ w_{n,i}^m \int_{-\infty}^{\infty} r(t) e^{-jm(\frac{2\pi}{T}t + \frac{\pi}{2})} h(t - \frac{T}{2} - nT) dt \right\} \quad (2.24)$$

Denklem (2.19)'de bulunan alınan sinyal $z(t)$, denklem (2.24)'de yerine konulduğunda;

$$\hat{b}_n^m = \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_l^k h(t - lT) + jb_l^k h(t - lT - \frac{T}{2}) \right) e^{-jm(\frac{2\pi}{T}t + \frac{\pi}{2})} e^{jk(\frac{2\pi}{T}t + \frac{\pi}{2})} h(t - \frac{T}{2} - nT) dt \right\} + v_{n,i}^m$$

Alıcı tarafındaki süzgeç, $\hat{a}_n^m$ 'de olduğu gibi sadece t 'ye bağlı hale getirebilmek için değişken gerekli değişken değiştirmeler yapılır:

Sembol indeksi l için $l = l + n$ değişken değiştirmesi yapıldığında;

$$\hat{b}_n^m = \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k h(t - lT - nT) + jb_{l+n}^k h(t - lT - nT - \frac{T}{2}) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}t + \frac{\pi}{2})} h(t - \frac{T}{2} - nT) dt \right\} + v_{n,i}^m$$

$t - nT - \frac{T}{2} = t$ değişken değiştirmesi yapıldığında

$$\hat{b}_n^m = \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k h(t - lT + \frac{T}{2}) + jb_{l+n}^k h(t - lT) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+nT\frac{T}{2})+\frac{\pi}{2})} h(t) dt \right\} + v_{n,i}^m$$

Üstel fonksiyonun Euler açılımına[43] göre açıldığında ve eşitleme parametreleri yerine koyulduğunda tahmini sembolün gerçek olmayan bölümü $\hat{b}_n^m$ elde edilir.

$$\hat{b}_n^m = \Im \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k h(t - lT + \frac{T}{2}) + jb_{l+n}^k h(t - lT) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}t+\frac{\pi}{2})} e^{j(k-m)\pi} h(t) dt \right\} + v_{n,i}^m \quad (2.25)$$

Zaman, frekans ve faz kaymalarının olmadığı ideal durumda tahmin edilen sembol $\hat{s}_n^m = \hat{a}_n^m + j\hat{b}_n^m$ olarak bulunur.

Burada tahmini sembolün gerçek olan kısmı için denklem (2.23)'da bulunan, gerçek olmayan kısım için ise denklem (2.25)'da elde edilen sonuçlar yerine koyulduğunda;

$$\hat{s}_n^m = a_n^m \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t) h(t) dt \right\} + jb_n^m \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t) h(t) dt \right\} + \xi_{ISI}(0,0) + \xi_{ICI}(0,0) + v_n^m \quad (2.26)$$

Burada gönderilen ve tahmini veri sembolleri arası ilişki $l = n$ ve $k = m$ alınarak $\hat{a}_n^m$ ve $\hat{b}_n^m$ 'in bilgi taşıyan kısmı alınmış geriye kalanlar ise semboller arası girişim, taşıyıcılar arası girişim ve gürültüden gelen etki olarak ayrılmıştır.

Semboller arası ve taşıyıcılar arası girişimler değişik zaman ve frekans kombinasyonlarına göre incelenecektir.

Semboller arası girişim $\xi_{ISI}(0, 0)$:

$$\begin{aligned}\xi_{ISI}(0, 0) = & \sum_{l=-\infty, l \neq 0}^{\infty} (a_{l+n}^m + jb_{l+n}^m) \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t - lT) dt \right\} \\ & - \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(b_{l+n}^m \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t - lT - \frac{T}{2}) dt \right\} \right. \\ & \left. - \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t - lT + \frac{T}{2}) dt \right\} \right) = 0.\end{aligned}$$

Denklem 2.1.2'in ilk kısmında bulunan $\int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t - lT) dt$ taban fonksiyonu her T zaman aralığında sıfır geçişlerine sahip olan bir fonksiyon olarak seçildiğinde Nyquist ISI kriteri sağlanır. Bu durum ile kullanılan süzgeç $h(t)$ 'nin simetrik bir karekök Nyquist fonksiyonu olması garantilenir.

Semboller arası girişim için bulunan denklemlerde ilk kısım Nyquist ISI kriterinin sağlanması sebebi ile sıfıra eşit olarak bulunur. Eşitliğin kalan kısımları ise gerçek olmayan terimler içermediği için sıfıra eşittir. Sonuç olarak bir SMT sembolünde zaman ve frekans kayması yokken semboller arası girişim olmaz.

Taşıyıcılar arası girişim $\xi_{ICI}(0, 0)$:

$$\begin{aligned}\xi_{ICI}(0, 0) = & \sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t - lT) e^{j(k-m)(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \right. \\ & + jb_{l+n}^k \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t - lT) e^{j(k-m)(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2}) + j(k-m)\pi} dt \right\} \\ & - b_{l+n}^k \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t - lT - \frac{T}{2}) e^{j(k-m)(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & \left. + ja_{l+n}^k \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t - lT + \frac{T}{2}) e^{j(k-m)(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2}) + j(k-m)\pi} dt \right\} \right)\end{aligned}$$

Frekans ve zaman değişimine göre yapılan analizi basitleştirmek için $l+n = l$ ve $t+nT = t$

değişken değiştirmeleri yapılır.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(0,0) = & \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(a_l^k \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t-nT)h(t-lT)e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t-nT)+\frac{\pi}{2})} dt \right\} \right. \\
& + jb_l^k \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t-nT)h(t-lT)e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t-nT)+\frac{\pi}{2})+j(k-m)\pi} dt \right\} \\
& - b_l^k \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t-nT)h(t-lT-\frac{T}{2})e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t-nT)+\frac{\pi}{2})} dt \right\} \\
& \left. + ja_l^k \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t-lT+\frac{T}{2})e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t-nT)+\frac{\pi}{2})+j(k-m)\pi} dt \right\} \right)
\end{aligned} \tag{2.27}$$

Bulunan $\xi_{ICI}(0,0)$ frekans ve zamanın değişiminin çeşitli kombinasyonlarına göre inceler.

Frekans değişiminin ($k-m=1$) ve zaman değişiminin ($l-n=2r$) çift sayı olduğunda $\xi_{ICI}(0,0)$

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(0,0) = & a_{n+2r}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t-nT)h(t-(n+2r)T)e^{j(\frac{2\pi}{T}(t-nT)+\frac{\pi}{2})} dt \right\} \\
& + jb_{n+2r}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t-nT)h(t-(n+2r)T)e^{j(\frac{2\pi}{T}(t-nT)+\frac{\pi}{2})+j\pi} dt \right\} \\
& - b_{n+2r}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t-nT)h(t-(n+2r)T-\frac{T}{2})e^{j(\frac{2\pi}{T}(t-nT)+\frac{\pi}{2})} dt \right\} \\
& + ja_{n+2r}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t-(n+2r)T+\frac{T}{2})e^{j(\frac{2\pi}{T}(t-nT)+\frac{\pi}{2})+j\pi} dt \right\}
\end{aligned}$$

Yapılan analizi daha basit hale getirebilmek için eşitliğin ilk iki kısmında $t = t + (r+n)T$, üçüncü kısmında $t = t + (r+n+\frac{1}{4})T$, son kısmında $t = t + (r+n-\frac{1}{4})T$ değişken

değiştirilmeleri yapıldığında;

$$\begin{aligned}\xi_{ICI}(0, 0) = & a_{n+2r}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT)h(t-rT)e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & + jb_{n+2r}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT)h(t-rT)e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\frac{\pi}{2})+j\pi} dt \right\} \\ & - b_{n+2r}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT-\frac{T}{4})h(t-rT+\frac{T}{4})e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+r+\frac{1}{4})T+\frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & + ja_{n+2r}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT+\frac{T}{4})h(t-rT-\frac{T}{4})e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+r-\frac{1}{4})T+\frac{\pi}{2})+j\pi} dt \right\}\end{aligned}$$

İfadelerdeki üstel fonksiyonlar Euler formülü [43] kullanılarak trigonometrik bileşenlerine ayrılır. Eşitliklerdeki $h(t)$ çarpımları gerçektir, SMT prototip süzgecinin özelliğinden dolayı gerçektir zamanlıdır. Trigonometrik fonksiyonlar ile gerçektir zamanlı süzgeçlerin çarpımları ile elde edilen sonuç gerçektir ve gerçektir olmayan kısımlarına ayrılır,

$$\begin{aligned}\xi_{ICI}(0, 0) = & a_{n+2r}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT)h(t-rT) \cos \left(\frac{2\pi}{T}(t+rT) + \frac{\pi}{2} \right) dt \\ & + jb_{n+2r}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT)h(t-rT) \cos \left(\frac{2\pi}{T}(t+rT) + \frac{3\pi}{2} \right) dt \\ & - b_{n+2r}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT-\frac{T}{4})h(t-rT+\frac{T}{4}) \sin \left(\frac{2\pi}{T}(t+rT+\frac{T}{4}) + \frac{\pi}{2} \right) dt \\ & + ja_{n+2r}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT+\frac{T}{4})h(t-rT-\frac{T}{4}) \sin \left(\frac{2\pi}{T}(t+rT-\frac{T}{4}) + \frac{3\pi}{2} \right) dt\end{aligned}$$

Eşitlikteki kosinüs ve sinüs ifadeleri, toplam-fark formülleri [43] kullanılarak açılıp elde

edilen sonuç sadeleştirildiğinde

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(0, 0) = & a_{2r+n}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT)h(t-rT) \sin\left(\frac{2\pi}{T}\right) dt \\
& - jb_{n+2r}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT)h(t-rT) \sin\left(\frac{2\pi}{T}\right) dt \\
& + b_{n+2r}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t+rT - \frac{T}{4}\right)h\left(t-rT + \frac{T}{4}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{T}\right) dt \\
& - ja_{n+2r}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t+rT + \frac{T}{4}\right)h\left(t-rT - \frac{T}{4}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{T}\right) dt
\end{aligned} \tag{2.28}$$

$$\xi_{ICI}(0, 0) = 0$$

Buradaki eşitlik dört parça olarak düşünüldüğünde, tüm parçalarda aynı olan sinüs fonksiyonu $\sin(\frac{2\pi t}{T})$, t 'nin tek bir fonksiyondur. İlk iki parçadaki $h(t+rT)h(t-rT)$ çarpımı, üçüncü parçadaki $h(t+rT - \frac{T}{4})h(t-rT + \frac{T}{4})$ çarpımı ve dördüncü parçadaki $h(t+rT + \frac{T}{4})h(t-rT - \frac{T}{4})$ çarpımı verilen aralıkta t 'nin çift fonksiyonlardır.

Eşitlikteki dört parçada da tek ve çift fonksiyonların çarpımları sonucunda tek bir fonksiyon elde edilir ve verilen aralıkta incelenen zaman ve frekans alanlarında $\xi_{ICI}(0, 0)$ sıfır olarak bulunur.

Frekans değişiminin ($k - m = 1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durumda $\xi_{ICI}(0, 0)$

$$\begin{aligned}\xi_{ICI}(0, 0) = & a_{2r+n+1}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t - nT) h(t - (n + 2r + 1)T) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t-nT) + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & + jb_{n+2r+1}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t - nT) h(t - (n + 2r + 1)T) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t-nT) + \frac{\pi}{2}) + j\pi} dt \right\} \\ & - b_{n+2r+1}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t - nT) h(t - (n + 2r + 1)T - \frac{T}{2}) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t-nT) + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & + ja_{n+2r+1}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t) h(t - (n + 2r + 1)T + \frac{T}{2}) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t-nT) + \frac{\pi}{2}) + j\pi} dt \right\}\end{aligned}$$

Daha basit bir analiz için, eşitliğin ilk iki kısmında $t = t + (r + n + \frac{1}{2})T$, üçüncü kısmında $t = t + (r + n + \frac{3}{4})T$ ve son kısmında $t = t + (r + n + \frac{1}{4})T$ değişken değiştirilmeleri yapıldığında;

$$\begin{aligned}\xi_{ICI}(0, 0) = & a_{n+2r+1}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t + (r + \frac{1}{2})T) h(t - (r + \frac{1}{2})T) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+rT) + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & + jb_{n+2r+1}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t + (r + \frac{1}{2})T) h(t - (r + \frac{1}{2})T) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+rT) + \frac{3\pi}{2})} dt \right\} \\ & - b_{n+2r+1}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT + \frac{3T}{4}) h(t - rT - \frac{3T}{4}) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+(r+\frac{3}{4})T) + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & + ja_{n+2r+1}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT + \frac{T}{4}) h(t - rT - \frac{T}{4}) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+(r+\frac{1}{4})T) + \frac{\pi}{2}) + j\pi} dt \right\}\end{aligned}$$

İfadelerdeki üstel fonksiyonlar bir önceki çıkarımda bakılan frekans aralıklarında olduğu gibi Euler formülü [43] kullanılarak trigonometrik bileşenlerine ayrılır. Eşitliklerdeki $h(t)$ çarpımları gerçek, SMT prototip süzgecinin özelliğinden dolayı gerçek zamanlıdır. Trigonometrik fonksiyonlar ile gerçek zamanlı süzgeçlerin çarpımları ile elde edilen sonuç

gerçek ve gerçek olmayan kısımlarına ayrılır,

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(0, 0) = & a_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t + (r + \frac{1}{2})T) h(t - (r + \frac{1}{2})T) \cos\left(\frac{2\pi}{T}(t + rT) + \frac{\pi}{2}\right) dt \\
& + jb_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t + (r + \frac{1}{2})T) h(t - (r + \frac{1}{2})T) \cos\left(\frac{2\pi}{T}(t + rT) + \frac{3\pi}{2}\right) dt \\
& - b_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT + \frac{3T}{4}) h(t - rT - \frac{3T}{4}) \sin\left(\frac{2\pi}{T}(t + (r + \frac{3}{4})T) + \frac{\pi}{2}\right) dt \\
& + ja_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT + \frac{T}{4}) h(t - rT - \frac{T}{4}) \sin\left(\frac{2\pi}{T}(t + (r + \frac{1}{4})T) + \frac{3\pi}{2}\right) dt
\end{aligned}$$

Eşitlikteki trigonometrik ifadeler, toplam-fark formülleri [43] kullanılarak açılıp elde edilen sonuç sadeleştirildiğinde belirlenen aralıkta taşıyıcılar arası girişim elde edilir.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(0, 0) = & -a_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t + (r + \frac{1}{2})T) h(t - (r + \frac{1}{2})T) \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt \\
& + jb_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t + (r + \frac{1}{2})T) h(t - (r + \frac{1}{2})T) \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt \\
& - b_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT + \frac{3T}{4}) h(t - rT - \frac{3T}{4}) \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt \\
& + ja_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT + \frac{T}{4}) h(t - rT - \frac{T}{4}) \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt
\end{aligned} \tag{2.29}$$

$$\xi_{ICI}(0, 0) = 0$$

Buradaki eşitlik bir önceki durumdaki gibi t'nin tek ve çift fonksiyonlarının çarpımlarından oluşur. Çarpımların sonucu verilen aralıklarda taşıyıcılar arası girişim $\xi_{ICI}(0, 0)$ sıfıra eşit olur.

Frekans değişiminin ($k - m = -1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r$) çift sayı olduğu durumda $\xi_{ICI}(0, 0)$

$$\begin{aligned}\xi_{ICI}(0, 0) = & a_{n+2r}^{m-1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t - nT) h(t - (n + 2r)T) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t-nT) + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & + jb_{n+2r}^{m-1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t - nT) h(t - (n + 2r)T) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t-nT) + \frac{3\pi}{2})} dt \right\} \\ & - b_{n+2r}^{m-1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t - nT) h(t - (n + 2r)T - \frac{T}{2}) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t-nT) + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & + ja_{n+2r}^{m-1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t) h(t - (n + 2r)T + \frac{T}{2}) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t-nT) + \frac{3\pi}{2})} dt \right\}\end{aligned}$$

Eşitliğin ilk iki kısmında $t = t + (r + n)T$, üçüncü kısmında $t = t + (r + n + \frac{1}{4})T$, son kısmında $t = t + (r + n - \frac{1}{4})T$ değişken değiştirilmeleri yapıldığında

$$\begin{aligned}\xi_{ICI}(0, 0) = & a_{n+2r}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT) h(t - rT) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT) + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & + jb_{n+2r}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT) h(t - rT) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT) + \frac{3\pi}{2})} dt \right\} \\ & - b_{n+2r}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT - \frac{T}{4}) h(t - rT + \frac{T}{4}) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT + \frac{T}{4}) + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & + ja_{n+2r}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT + \frac{T}{4}) h(t - rT - \frac{T}{4}) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT - \frac{T}{4}) + \frac{3\pi}{2})} dt \right\}\end{aligned}$$

İfadelerdeki üstel fonksiyonlar açılıp, gerçek ve gerçek olmayan parçalarına ayrıldıktan sonra elde edilen trigonometrik ifadeler toplam-fark formülleri kullanılarak sadeleştiri-

ğinde taşıyıcılar arası girişim elde edilir.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(0, 0) = & -a_{n+2r}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT)h(t-rT) \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right) dt \\
& +jb_{n+2r}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT)h(t-rT) \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right) dt \\
& -b_{n+2r}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t+rT-\frac{T}{4}\right)h\left(t-rT+\frac{T}{4}\right) \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right) dt \\
& +ja_{n+2r}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t+rT+\frac{T}{4}\right)h\left(t-rT-\frac{T}{4}\right) \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right) dt
\end{aligned} \tag{2.30}$$

$$\xi_{ICI}(0, 0) = 0$$

Buradaki eşitlik dört parça olarak düşünüldüğünde, tüm parçalarda aynı olan sinüs fonksiyonu $\sin(\frac{2\pi t}{T})$ t 'nin tek bir fonksiyondur. İlk ikiparçadaki $h(t+rT)h(t-rT)$ çarpımı, üçüncü parçadaki $h(t+rT-\frac{T}{4})h(t-rT+\frac{T}{4})$ çarpımı ve dördüncü parçadaki $h(t+rT+\frac{T}{4})h(t-rT-\frac{T}{4})$ çarpımı verilen aralıkta t 'nin çift fonksiyonlardır.

Eşitlikteki dört parçada da tek ve çift fonksiyonların çarpımları sonucunda tek bir fonksiyon elde edilir ve verilen aralıkta incelenen zaman ve frekans alanlarında $\xi_{ICI}(0, 0)$ sıfır olarak bulunur.

Frekans değişiminin ($k - m = -1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum

$$\begin{aligned}\xi_{ICI}(0,0) = & a_{2r+n+1}^{m-1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t-nT)h(t-(n+2r+1)T)e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t-nT)+\frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & + jb_{n+2r+1}^{m-1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t-nT)h(t-(n+2r+1)T)e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t-nT)+\frac{3\pi}{2})} dt \right\} \\ & - b_{n+2r+1}^{m-1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t-nT)h(t-(n+2r+1)T-\frac{T}{2})e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t-nT)+\frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & + ja_{n+2r+1}^{m-1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t-(n+2r+1)T+\frac{T}{2})e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t-nT)+\frac{3\pi}{2})} dt \right\}\end{aligned}$$

Önceki analizlere benzer değişken değiştirmeler yapılarak elde ediler üstel ifadeler sadeleştirildiğinde taşıyıcılar arası girişim elde edilir.

$$\begin{aligned}\xi_{ICI}(0,0) = & -a_{2r+n+1}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+(r+\frac{1}{2})T)h(t-(r+\frac{1}{2})T) \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt \\ & + jb_{n+2r+1}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+(r+\frac{1}{2})T)h(t-(r+\frac{1}{2})T) \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt \\ & + b_{n+2r+1}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT+\frac{3T}{4})h(t-rT-\frac{3T}{4}) \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt \\ & - ja_{n+2r+1}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT+\frac{T}{4})h(t-rT-\frac{T}{4}) \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt\end{aligned}\tag{2.31}$$

$$\xi_{ICI}(0,0) = 0$$

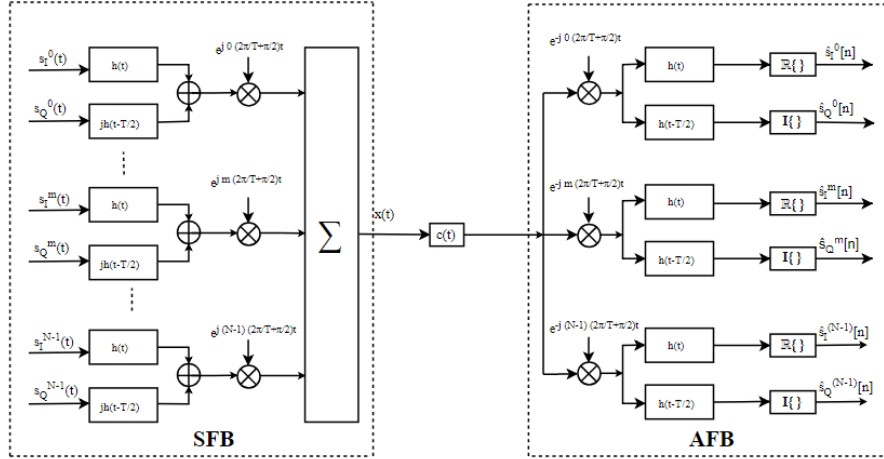
Buradaki eşitlik dört parça olarak düşünüldüğünde, tüm parçalarda aynı olan sinüs fonksiyonu $\sin(\frac{2\pi t}{T})$ t 'nin tek bir fonksiyondur. İlk iki parçadaki $h(t+(r+\frac{1}{2})T)h(t-(r+\frac{1}{2})T)$ çarpımı, üçüncü parçadaki $h(t+rT+\frac{3T}{4})h(t-rT-\frac{3T}{4})$ çarpımı ve dördüncü parçadaki $h(t+rT+\frac{T}{4})h(t-rT-\frac{T}{4})$ çarpımı verilen aralıkta t 'nin çift fonksiyonlardır.

Eşitlikteki dört parçada da tek ve çift fonksiyonların çarpımları sonucunda tek bir fonksiyon elde edilir ve verilen aralıkta incelenen zaman ve frekans alanlarında $\xi_{ICI}(0, 0)$ sıfır olarak bulunur.

İncelenen çeşitli frekans ve zaman komşuluklarında $\xi_{ICI}(0, 0) = 0$ olarak bulunur. Bu sonuçlara göre zaman ve frekans kaymasının olmadığı bir SMT sembolünde taşıyıcılar arası girişim olmaz. Denklem (2.26)'de toplam girişimin sıfır olduğu yukarıdaki çıkarımlarda görülmüştür. Bu sayede alınan sinyalden gönderilen sinyalin tahmin edilen gerçek ve gerçek olmayan bölümleri kolayca elde edilir Özet olarak bir SMT sisteminde;

- Temel fonksiyonları oluşturan sinyaller zaman ekseninde $T/2$ sembol aralığına, frekans ekseninde ise $F = 1/T$ alt taşıyıcı aralığına sahip olmalıdır [31].
- Prototip süzgeçlerin sembol aralığı T için gerçek değerli olan karekök Nyquist süzgeci olarak seçilmeli ve $h(t) = h(-t)$ koşullarını sağlaması gerekir [32]
- CMT ile aynı veri hızına sahip olabilmesi için, alt taşıyıcı sayısı CMT'nin alt taşıyıcı sayısının yarısı kadar olur.
- Verileri iletirken OQAM kullanılır, bu iletim tekniğine göre sinyal gerçek ve gerçek olmayan parçalarına ayrılır ve bu iki parçası arasında sembol süresinin yarısı kadar gecikme olacak şekilde tasarlanan iki ayrı prototip süzgeç ile gönderilir.
- SMT sembol yoğunluğu $\frac{1}{TF} = \frac{1}{(T/2)(1/T)} = 2$ olarak bulunur.

Yukarıdaki koşullar sağlandığında, elde edilen temel fonksiyonların birbirine dik olduğu yapılan ispatlar sonucunda görülmüştür. Bu durum semboller arası girişimi engeller ve veri sembollerinin alınan sinyalden kolayca elde edebilmesini sağlar. Yapılan açıklamalar (Şekil 2.9)'de detaylı bir şekilde gösterilmiştir. İletilen sinyal prototip süzgeçlerden oluşan sentez süzgeç bankası(SFB) ile oluşturulur ve bu prototip süzgeçlerle eşleşen süzgeçlerin bulunduğu analiz süzgeç bankasına gönderilir. AFB farklı alt taşıyıcılardan farklı verilerin elde edilmesini sağlar.



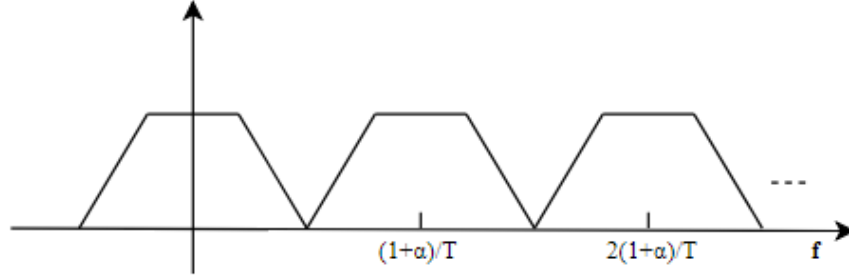
Şekil 2.9. SMT alıcı verici bloğu

2.1.3 FMT

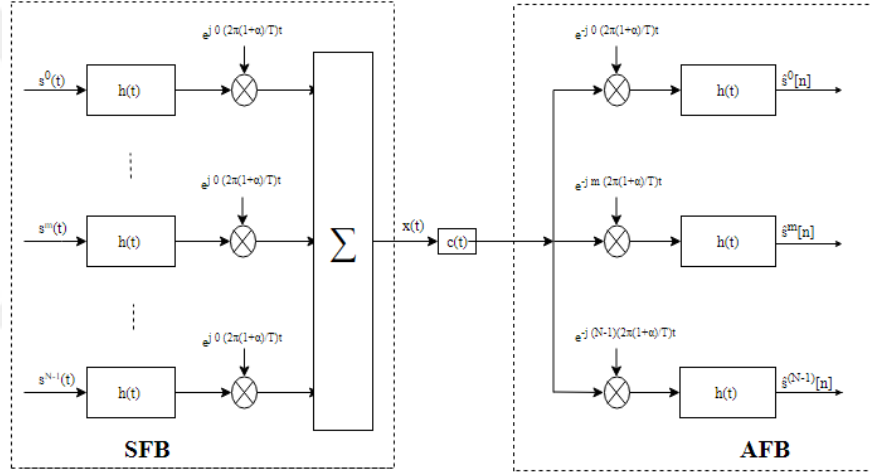
Yüksek hızda örneklenmiş OFDM [45] olarak bilinen bu yöntemde semboller genellikle QAM ile modüle edilir. FMT'de CMT ve SMT yöntemlerinde olduğu gibi alt taşıyıcılar iletilirken üst üste binmez bu sayede semboller arası girişimden daha az etkilenir. Fakat alt taşıyıcıların bu durumu bant genişliği verimini düşürür, CMT ve SMT ile aynı veri iletim hızına ulaşabilmek için daha fazla bant genişliğine ihtiyaç duyar. FMT'de CMT'de olduğu gibi aynı veri SMT ile aynı hıza ulaşabilmek için alt taşıyıcı sayısını iki katına çıkarmalıdır. Alt taşıyıcı kanalların üst üste binmemesinden dolayı sistemdeki ICI'nın önlenemez, bu durumu düzeltebilmek için iyi tasarlanmış karmaşık süzgeçler gerekir, [44].

FMT prototip süzgeçleri için $t = 0$ anındaki çeşitli alt taşıyıcılardaki büyüklük tepkileri Şekil 2.10'de gösterilmiştir. FMT sisteminde alt taşıyıcılar arası uzaklık, birbirine dik alt taşıyıcılar sağlayabilmek için CMT ve SMT'den daha büyüktür ve $\frac{(1 + \alpha)}{T}$ 'ya eşittir. Burada α FMT prototip süzgecinin yuvarlanma faktörüdür.

Gönderilen sinyal prototip süzgeçlerden oluşan sentez süzgeç bankası(SFB) ile oluşturulur ve bu prototip süzgeçlerle eşleşen süzgeçlerin bulunduğu analiz süzgeç bankasına gönderilir. AFB farklı alt taşıyıcılardan farklı verileri elde etmemizi sağlar [32]. Bu ifadeler Şekil 2.11'de görülebilir.



Şekil 2.10. FMT sinyal şekillendirme süzgeci

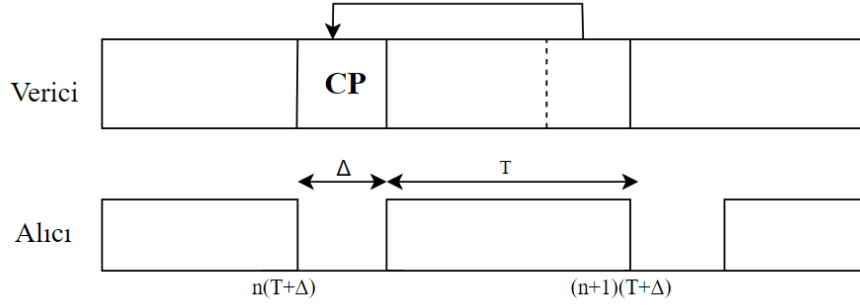


Şekil 2.11. FMT alıcı verici bloğu

2.2 OFDM

OFDM uygulanabilirliğinin kolay olmasından dolayı yaygın olarak kullanılan en çok bilinen çok taşıyıcılı sistemdir. Bu sistem temel olarak çok yollu kanallarda meydana gelen hataları önlemek için mevcut bant genişliğini bir çok dar alt kanala bölen birbirine dik komşu alt taşıyıcılardan oluşur. Hızlı ters ayırık dönüşümü (IFFT) kullanılarak alt taşıyıcılardan gönderilen sinyal basitçe elde edilir. Klasik bir OFDM haberleşme sisteminde, genellikle dağıtıcı kanallarda karmaşık bir eşitleyici ihtiyacını ortadan kaldırmak ve senkronizasyonu sağlamak için ön ek (CP) kullanılır. Ön ek eklenmiş bir sembol Şekil 2.12'de görülebilir. Bu ön ek orijinal OFDM bloğunun sonuna ait Δ kadar bir parçasını kopyalayıp, bu bloğun önüne yerleştirilmesi anlamına gelir. Bu durum sağlandığında

CP, doğrusal evrişimli bir kanalı çevrimsel evrişimli kanala dönüştürür ve bu sayede eşitleme işlemi çok daha kolay bir şekilde yapılır. Çevrimsel ön ekin Δ 'nın uzunluğu kanal üzerinde beklenen en uzun gecikme yayılımını engelleyerek semboller arası girişimi ortadan kaldırmak için kullanılır. ISI'ı engelleyebilmek için CP uzunluğunun en az kanal üzerindeki en uzun gecikme kadar olması gerekir. Çevrimsel önek varlığında OFDM iletilen sinyal, Şekil 2.12'deki gibi olur.



Şekil 2.12. Ön ek etkisinde verici ve alıcı bloğu

$$x(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} s_n^m h(t - l(T + \Delta)) e^{j\frac{2\pi}{T} k(t - l(T + \Delta))} \quad (2.32)$$

OFDM sisteminde, alıcı verici tarafında birbirine eş dikdörtgen süzgeçler kullanılır. Bu süzgeçlerin dürtü yanıtı (2.33)'de verilmiştir.

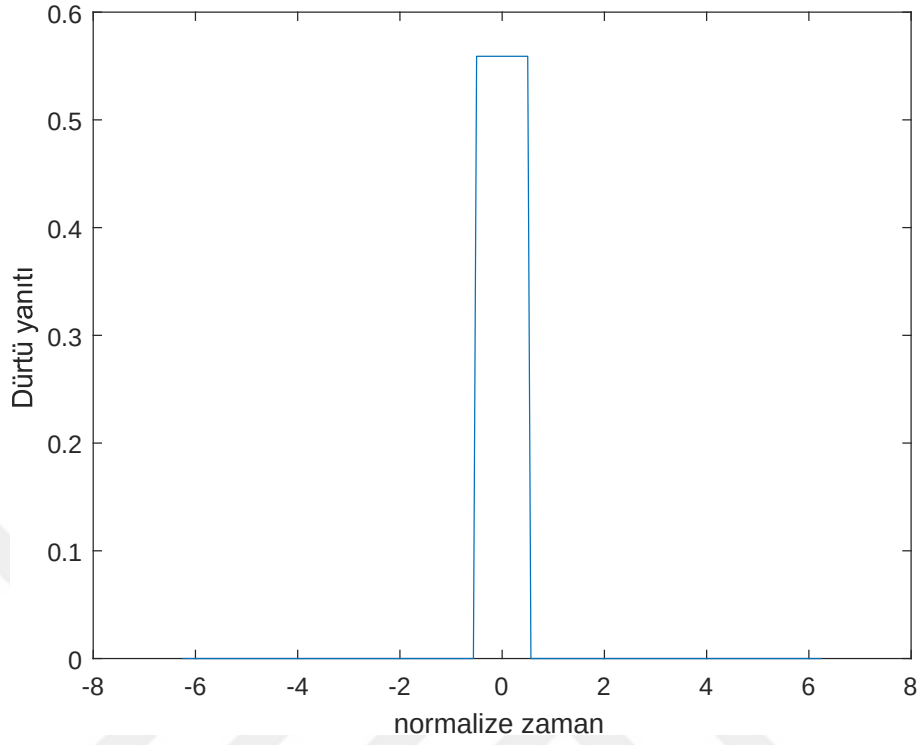
$$h_{\eta} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}}, & t \in [0, T] \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (2.33)$$

Süzgeçlerin frekans cevabı ise ;

$$H_{\eta}(f) = \sqrt{T} \text{sinc}(pifT) \quad (2.34)$$

Buradaki $\text{sinc}(x) = \text{sinc}(x)/x$ 'e eşittir. OFDM analizlerimizde kullanılan dikdörtgen biçimli süzgecin dürtü yanıtı reffig:O6'da görülebilir.

Denklem 2.32'de verilen gönderilen sinyale göre, veri sembolleri $T + \Delta$ süresinde iletilir.



Şekil 2.13. Dikdörtgen biçimli süzgecin dürtü yanıtı

OFDM’de her $(T + \Delta)F$ alanında bir karmaşık sembol bulunur. Alt taşıyıcılar arasında $F = \frac{1}{T}$ olduğundan OFDM sembol yoğunluğu $\frac{T}{T + \Delta}$ olur. Bu değer 1den küçüktür. Sonuç olarak, çok yollu yayılım kanalının olduğu durumda semboller arası girişimi önlemek için kullanılan CP, sistem verimliliğini düşürdüğü görülür.

OFDM sisteminde alıcı ve verici detaylı olarak CFO ve TO’nun OFDM’e etkisinin incelendiği bölümde anlatılmıştır.

3. CFO VE TO'NUN FBMC/SMT PERFORMANSINA ETKİSİ

Her kablosuz haberleşme sisteminde karşımıza sorun olarak çıkan ve üzerine bir çok çalışma yapılan semboller arası ve taşıyıcılar arası girişimler SMT haberleşme sisteminde de bir çok probleme neden olmaktadır. Bu girişim etkilerine olan hassasiyet sistemin kalitesini belirler. SMT sisteminin ideal olmayan durumda başarısının belirlenmesi, taşıyıcı frekans ofseti ve zaman ofseti etkilerinin olduğu AWGN ve frekans seçmeli kanalda kullanılan sistem modelleri üzerinden incelenir. İkullanılacak Bu modeller [35] makalesi refreans alınarak, makalede yapılan varsayımlar yapılmadan detaylı bir şekilde analiz edilmiştir. Bu modellere zaman ofseti, frekans ofseti ve hem zaman hem frekasn ofseti verilerek sinyal gücünün girişim gücüne oranına (3.1) bakılarak sistem performansı yorumlanmıştır. Sistemin frekans seçmeli kanaldaki performans analizi üç farklı kanal modeli üzerinden yapılmıştır.

$$SIR = \frac{P_S(\epsilon, \tau)}{P_I(\epsilon, \tau)} \quad (3.1)$$

3.1 AWGN kanalda performans analizi

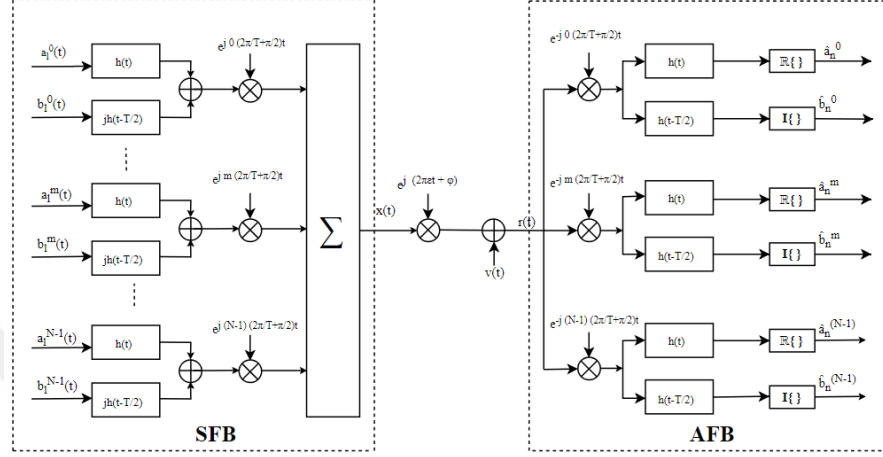
SMT haberleşme sisteminde, karmaşık veri sinyalleri taban bantta gönderilirken gerçek ve gerçek olmayan parçalarına ayrılır. SMT sentez süzgeç bankasına uygun olarak aralarında bir sembol süresinin yarısı kadar fark olan ayrı iki prototip süzgeçlerden geçirilir ve elde edilen sonuçlar toplanır. Bu veri sinyalleri modüle edilirken aralarında $1/T$ kadar zaman farkı olması nedeniyle $e^{jk(2\pi\frac{t}{T} + \frac{\pi}{2})}$ karmaşık taşıyıcıları kullanılır. Gönderilen sinyal $x(t)$ denklem 3.2'de verilmiştir.

$$x(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} (a_l^k h(t - lT) + jb_l^k h(t - lT - \frac{T}{2})) e^{jk(2\pi\frac{t}{T} + \frac{\pi}{2})} \quad (3.2)$$

Gönderilen sinyal oluşturulduktan sonra bir kanaldan geçirilir. AWGN kanalın yanıtı $c(t) = \delta(T)$ olduğu için $x(t)$ kanaldan dolayı değişmez. Taşıyıcı frekans kayması ve faz kayması nedeniyle bozulan sinyal alıcı tarafında demodüle edildikten sonra verici tarafındakine eşdeğer prototip süzgeçlerden geçirilir. Elde edilen sinyaller $1/T$ zamanlarında örneklenir ve uygun eşitleyicilerden geçerilir. Son olarak eşitlenmiş sinyallerin

gerçek ve gerçekte olmayan parçaları alınarak tahmini veri sembolleri elde edilir. Bu durum Şekil 3.1'de detaylı bir şekilde görülebilir.

Alınan sinyal $r(t)$;



Şekil 3.1. AWGN kanalda SMT Alıcı ve Verici Bloğu

$$r(t) = (x(t) \star c(t))e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} + v(t)$$

Gönderilen sinyal $x(t)$ yerine koyulduğunda $r(t)$;

$$r(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} (a_l^k h(t - lT) + jb_l^k h(t - lT - \frac{T}{2})) e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} + v(t) \quad (3.3)$$

Alınan sinyalden zaman ve frekans ofsetinin varlığında elde edilecek tahmini veri sembolleri denklem (3.4)'de görülebilir.

$$\begin{aligned} \hat{a}_n^m &= \Re \left\{ \left(w_{n,r}^m (r(t) e^{-jm(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})}) \star h(t) \right) \Big|_{t=nT-\tau} \right\} \\ \hat{b}_n^m &= \Im \left\{ w_{n,i}^m \left(r(t) e^{-jm(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} \right) \star h(t + \frac{T}{2}) \Big|_{t=nT-\tau} \right\} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Tahmini veri sembolleri AWGN kanalda, alınan sinyal $r(t)$ 'den ideal koşullar altında kolayca elde edilebilir. Fakat CFO ve TO'nun varlığında bu semboller elde edilirken semboller arası ve taşıyıcılar arası girişimler meydana gelir. Bu girişimler sistem performansında ciddi düşüşlere ve hatalı sonuçlar elde edilmesine neden olur.

Tahmini veri sembolleri ideal olmayan koşullarda elde edilirken azalan sistem performansı, sadece TO'nun varlığı, sadece CFO'nun varlığı ve CFO ile TO'nun varlığı şeklinde ayrı ayrı incelenecektir

3.1.1 Komşu zaman ve frekans binlerinde zaman kayması olduğunda eşleştirilmiş süzgeç çıktıların çıkarımı ($\epsilon = 0, \tau \neq 0, \Phi = 0$)

Sadece zaman kaymasının olduğu durumda gönderilen sinyal, alıcı tarafına geçerken herhangi bir frekans kaymasının etkisi altında kalmadığı düşünüldüğünde, değişen alınan sinyali gönderilen sinyalin ve gürültü sinyalinin toplamına eşittir.

$$r(t) = x(t) + v(t)$$

Gönderilen sinyal $x(t)$ yerine koyulduğunda $r(t)$

$$r(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} (a_l^k h(t - lT) + jb_l^k h(t - lT - \frac{T}{2})) e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} + v(t)$$

Alınan sinyal $r(t)$ denklem 3.4'de yerine koyulup evrişim işlemi yapıldığında tahmini veri sembolleri denklem 3.5 ve 3.6 gibi olur.

Tahmini veri sembolünün gerçek olan kısmı:

$$\hat{a}_n^m = \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_l^k h(t - lT) + jb_l^k h(t - lT - \frac{T}{2}) \right) e^{-jm(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} h(t - nT + \tau) dt \right\} + v_{n,r}^m \quad (3.5)$$

Tahmini veri sembolünün gerçek olmayan kısmı ise denklem (3.6'da bulunur.

$$\hat{b}_n^m = \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_l^k h(t - lT) + jb_l^k h(t - lT - \frac{T}{2}) \right) e^{-jm(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} h(t - \frac{T}{2} - nT + \tau) dt \right\} + v_{n,i}^m \quad (3.6)$$

Tahmini veri sembolünün gerçek olan kısmı denklem (3.5)'i daha sade bir hale getirebilmek için gerekli değişken değiştirmeler yapılmalıdır.

$l = l + n$ değişken değiştirilmesi yapıldığında

$$\hat{a}_n^m = \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k h(t - lT - nT) + jb_{l+n}^k h(t - lT - nT - \frac{T}{2}) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} h(t - nT + \tau) dt \right\} + v_{n,r}^m$$

Alıcı tarafındaki süzgecin sadece zaman ofsetine bağlı kalması için $t - nT = t$ değişken değiştirilmesi yapıldığında

$$\hat{a}_n^m = \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k h(t - lT) + jb_{l+n}^k h(t - lT - \frac{T}{2}) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+nT) + \frac{\pi}{2})} h(t + \tau) dt \right\} + v_{n,r}^m$$

Euler açılımına [43] göre açılan $e^{j(k-m)2\pi n} = \cos((k-m)2\pi n) + j\sin((k-m)2\pi n) = 1$ üstel fonksiyonun bulunan yerine koyulduğunda gerçek veri sembolünün sadeleştirilmiş hali denklem 3.7 elde edilir.

$$\hat{a}_n^m = \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k h(t - lT) + jb_{l+n}^k h(t - lT - \frac{T}{2}) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} h(t + \tau) dt \right\} + v_{n,r}^m \quad (3.7)$$

Tahmini veri sembolünün gerçek olmayan kısmı denklem (3.6)'i daha sade bir hale getirebilmek için $\hat{a}_n^n$ bulunurken yapılan değişken değiştirmelere benzer değişiklikler yapılmalıdır.

$l = l + n$ değişken değiştirilmesi yapıldığında

$$\hat{b}_n^m = \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k h(t - lT - nT) + jb_{l+n}^k h(t - lT - nT - \frac{T}{2}) \right) e^{j((k-m)\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} h(t - \frac{T}{2} - nT + \tau) dt \right\} + v_{n,i}^m$$

Alıcı tarafındaki süzgeçlerin sadece zaman kaymasına bağlı kalması için $t - nT - \frac{T}{2} = t$ değişken değiştirilmesi yapıldığında

$$\hat{b}_n^m = \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k h(t - lT + \frac{T}{2}) + jb_{l+n}^k h(t - lT) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+nT + \frac{T}{2}) + \frac{\pi}{2})} h(t + \tau) dt \right\} + v_{n,i}^m$$

Üstel fonksiyonda gerekli sadeleştirmeler yapılarak bulunan değerler yerine koyulduğunda gerçekte veri sembolü denklem 3.8'de elde edilir.

$$\hat{b}_n^m = \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k h(t - lT + \frac{T}{2}) + j b_{l+n}^k h(t - lT) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi t}{T} + \frac{3\pi}{2})} h(t + \tau) dt \right\} + v_{n,i}^m \quad (3.8)$$

Yukarıdaki ifadelerde görülen $v_{n,r}^m$ ve $v_{n,i}^m$, v_n^m karmaşık gütültüsünün gerçekte ve gerçekte olmayan parçalarıdır.

AWGN kanalda zaman kaymasının etkilerini daha iyi gözlemleyebilmek için herhangi bir eşitleme işlemi yapılmaz ve eşitleme parametreleri $w_{n,r}^m = 1$ ve $w_{n,i}^m = 1$ olarak alınır. Zaman kaymasından etkilenen, gerçekte ve gerçekte olmayan kısımları elde edilen m. alt taşıyıcı ve n. semboldeki tahmin edilen sinyal $\hat{s}_n^m = \hat{a}_n^m + j\hat{b}_n^m$ olarak bulunur. Bilgi taşıyan kısım ve girişimlerden kaynaklı kısımdan oluşan tahmin edilen sinyal denklem (3.9)'de gösterilmiştir.

$$\hat{s}_n^m = a_n^m \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t) h(t + \tau) dt \right\} + j b_n^m \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t) h(t + \tau) dt \right\} + \xi_{ISI}(0, \tau) + \xi_{ICI}(0, \tau) + v_n^m \quad (3.9)$$

Sistemin performansının belirlenebilmesi için sinyal gücü ile $\xi_{ISI}(0, \tau)$ ve $\xi_{ICI}(0, \tau)$ tarafından meydana gelen girişim gücünün hesaplanması gerekmektedir.

Zaman kayması varlığında meydana gelen toplam girişim, $\xi_{ISI}(0, \tau)$ ve $\xi_{ICI}(0, \tau)$ çeşitli zaman ve frekans komşulukları dikkate alınarak hesaplanacaktır.

Semboller arası girişim $\xi_{ISI}(0, \tau)$ hesaplanması

$\xi_{ISI}(0, \tau)$ aynı frekans bini üzerindeki sembollerin zamandaki değişimi olarak tanımlanabilir. Buna göre tahmini veri sembollerinin gerçekte ve gerçekte olmayan kısımlarına farklı zamanlardan gelen girişim etkisi hesaplanırken tüm taşıyıcı frekanslarını aldığımız top-

lam kaldırılır tek bir frekans üzerinden zamandaki değişime bakılır.

$$\begin{aligned}\xi_{ISI}(0, \tau) = & \sum_{l=-\infty, l \neq 0}^{\infty} (a_l^m + jb_l^m) \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t - lT) h(t - nT + \tau) dt \right\} \\ & - \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(b_l^m \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t - nT + \tau) h(t - lT - \frac{T}{2}) dt \right\} \right. \\ & \left. - ja_l^m \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t - nT + \tau) h(t - lT + \frac{T}{2}) dt \right\} \right)\end{aligned}$$

Giriş ve çıkışta birbirinin eşdeğeri olan simetrik süzgeçler ($h(t) = h(-t)$), birbirinin merkeze göre simetrisi şekide ayarlandığında yapılacak hesaplamalar kolaylaşır. Bu yüzden birinci kısımda $t = t + \frac{(l+n)T - \tau}{2}$, ikinci kısımda $t = t + \frac{(l+n+\frac{1}{2})T - \tau}{2}$, son kısımda $t = t + \frac{(l+n-\frac{1}{2})T - \tau}{2}$ değişken değiştirmeleri yapılır.

$$\begin{aligned}\xi_{ISI}(0, \tau) = & \sum_{l=-\infty, l \neq 0}^{\infty} (a_l^m + jb_l^m) \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \frac{(l-n)T + \tau}{2}) h(t + \frac{(l-n)T + \tau}{2}) dt \right\} \\ & - \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(b_l^m \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \frac{(l-n+\frac{1}{2})T + \tau}{2}) h(t + \frac{(l-n+\frac{1}{2})T + \tau}{2}) dt \right\} \right. \\ & \left. - ja_l^m \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \frac{(l-n-\frac{1}{2})T + \tau}{2}) h(t + \frac{(l-n-\frac{1}{2})T + \tau}{2}) dt \right\} \right)\end{aligned} \quad (3.10)$$

Frekans değişiminin ($k - m = 0$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum

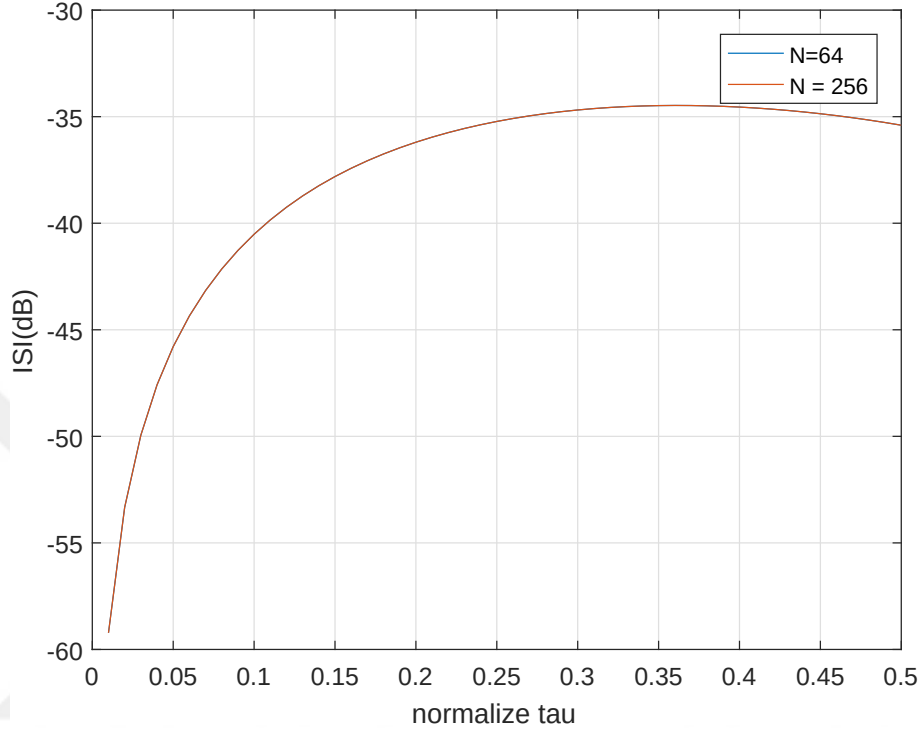
Frekans değişimi ve zaman değişimi için verilen değerler denklem (3.10)'da yerine koyulup, eşitlik sadeleştirildiğinde $\xi_{ISI}(0, \tau)$ bulunur.

$$\xi_{ISI}(0, \tau) = (a_{n+2r+1}^m + jb_{n+2r+1}^m) \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \frac{(2r+1)T + \tau}{2}) h(t + \frac{(2r+1)T + \tau}{2}) dt \quad (3.11)$$

Zaman kaymasının meydana getirdiği semboller arası girişim denkem (3.11)'de verilmiştir. Zaman kaymasının artması ile beraber ISI'da meydana gelen artış (Şekil 3.2)'de

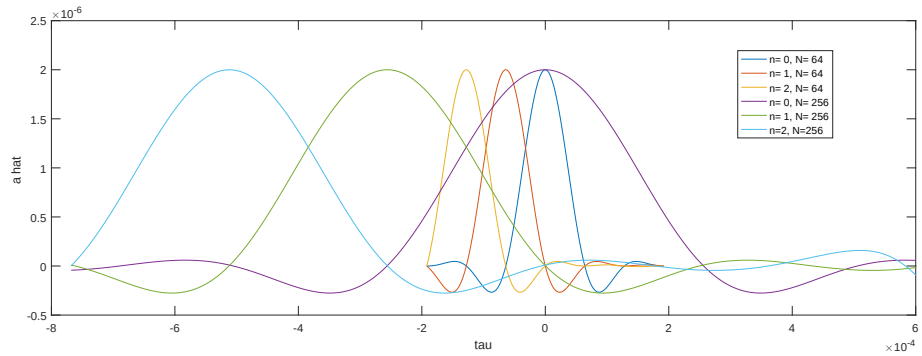
görülebılır.

Normalize edilmemiş zaman kaymasına karşılık gelen tahmini sembollerin farklı alt ta-



Şekil 3.2. SMT sisteminde TO varlığında meydana gelen ISI

şıyıcılarda farklı zaman komşuluklarına göre tepkisi Şekil 3.3'de verilmiştir. N arttıkça SRRC süzgeçlerden oluşan tahmini sembollerde taşıyıcılar arası frekans süresi azalacağı için sıklaşır.



Şekil 3.3. SMT sisteminde tahmini beri sembolünün normalize edilmemiş τ 'ya göre değişimi

Taşıyıcılar arası girişim $\xi_{ICI}(0, \tau)$ hesaplanması

Farklı frekans binlerindeki sembollerde farklı zamanlarda meydana gelen girişimler $\xi_{ICI}(0, \tau)$ olarak tanımlanır.

$$\begin{aligned} \xi_{ICI}(0, \tau) = & \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(a_l^k \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t - nT + \tau) h(t - lT) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t-nT) + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \right. \\ & + j b_l^k \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t - nT + \tau) h(t - lT) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t-nT) + \frac{3\pi}{2})} dt \right\} \\ & - b_l^k \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t - nT + \tau) h(t - lT - \frac{T}{2}) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t-nT) + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & \left. + j a_l^k \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t - nT + \tau) h(t - lT + \frac{T}{2}) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t-nT) + \frac{3\pi}{2})} dt \right\} \right) \end{aligned}$$

Alıcı ve verici tarafında birbirinin eşdeğeri olan simetrik süzgeçler ($h(t) = h(-t)$) kullanılır. Bu süzgeçleri merkeze göre simetrik olacak şekilde ayarlamak için bazı değişken değiştirmeler yapılmalıdır. Bunlar birinci ve ikinci kısımda $t = t + \frac{(l+n)T - \tau}{2}$, üçüncü kısımda $t = t + \frac{(l+n+\frac{1}{2})T - \tau}{2}$, son kısımda $t = t + \frac{(l+n-\frac{1}{2})T - \tau}{2}$ değişken değiştir-

meleri yapılır.

$$\begin{aligned}
 \xi_{ICI}(0, \tau) = & \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(a_l^k \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \frac{(l-n)T + \tau}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n)T + \tau}{2}\right) \right. \right. \\
 & e^{j(k-m)\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + \frac{(l-n)T - \tau}{2}\right) + \frac{\pi}{2}\right)} dt \Big\} \\
 & + j b_l^k \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \frac{(l-n)T + \tau}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n)T + \tau}{2}\right) \right. \\
 & e^{j(k-m)\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + \frac{(l-n)T - \tau}{2}\right) + \frac{3\pi}{2}\right)} dt \Big\} \\
 & - b_l^k \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \frac{(l-n+\frac{1}{2})T + \tau}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n+\frac{1}{2})T + \tau}{2}\right) \right. \\
 & e^{j(k-m)\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + \frac{(l-n)T - \tau}{2}\right) + \pi\right)} dt \Big\} \\
 & + j a_l^k \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \frac{(l-n-\frac{1}{2})T + \tau}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n-\frac{1}{2})T + \tau}{2}\right) \right. \\
 & \left. \left. e^{j(k-m)\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + \frac{(l-n)T - \tau}{2}\right) + \pi\right)} dt \right\} \right) \quad (3.12)
 \end{aligned}$$

Taşıyıcılar arası girişim $\xi_{ICI}(0, \tau)$ için denklem (3.12)'de bulunan genel denklem farklı frekans ve zaman değişimlerine göre detaylı bir şekilde incelenecektir.

Frekans değişiminin ($k - m = 1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r$) çift sayı olduğu durum

Frekans ve zaman değişimleri denklem (3.12)'de yerine koyulduğunda ;

$$\begin{aligned}\xi_{ICI}(0, \tau) = & a_{n+2r}^{m-1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT + \frac{\tau}{2}) h(t - rT - \frac{\tau}{2}) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+rT-\frac{\tau}{2})+\frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & + jb_{n+2r}^{m-1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT + \frac{\tau}{2}) h(t - rT - \frac{\tau}{2}) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+rT-\frac{\tau}{2})+\frac{3\pi}{2})} dt \right\} \\ & - b_{n+2r}^{m-1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t + (r + \frac{1}{4})T + \frac{\tau}{2}) h(t - (r + \frac{1}{4})T - \frac{\tau}{2}) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+rT-\frac{\tau}{2})+\pi)} dt \right\} \\ & + ja_{n+2r}^{m-1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t + (r - \frac{1}{4})T + \frac{\tau}{2}) h(t - (r + \frac{1}{4})T - \frac{\tau}{2}) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+rT-\frac{\tau}{2})+\pi)} dt \right\}\end{aligned}$$

Yukarıdaki ifade dört bölüm olarak düşünüldüğünde, her bir bölümdeki üstel fonksiyonlarda bulunan $e^{j\frac{2\pi r}{T}}$ ifadesi, r tamsayı olduğu için her zaman 1 sonucunu verir. Bulunan bu sonuç ile sadeleştirilen üstel fonksiyonlar, Euler açılımı [43] kullanılarak açılıp, her bir bölüm gerçek ve gerçeksiz kısımlarına ayrıldığında;

$$\begin{aligned}\xi_{ICI}(0, \tau) = & a_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT + \frac{\tau}{2}) h(t - rT - \frac{\tau}{2}) \cos \left(\frac{2\pi}{T}(t - \frac{\tau}{2}) + \frac{\pi}{2} \right) dt \\ & + jb_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT + \frac{\tau}{2}) h(t - rT - \frac{\tau}{2}) \cos \left(\frac{2\pi}{T}(t - \frac{\tau}{2}) + \frac{3\pi}{2} \right) dt \\ & - b_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t + (r + \frac{1}{4})T + \frac{\tau}{2}) h(t - (r + \frac{1}{4})T - \frac{\tau}{2}) \sin \left(\frac{2\pi}{T}(t - \frac{\tau}{2}) + \pi \right) dt \\ & + ja_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t + (r - \frac{1}{4})T + \frac{\tau}{2}) h(t - (r + \frac{1}{4})T - \frac{\tau}{2}) \sin \left(\frac{2\pi}{T}(t - \frac{\tau}{2}) + \pi \right) dt\end{aligned}$$

Eşitlikteki trigonometril ifadeler toplam-fark formüllerine göre açılıp sadeleştirildiğinde incelenen noktalardaki taşıyıcılar arası girişim elde edilir.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(0, \tau) = & -a_{2r+n}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t+rT+\frac{\tau}{2}\right)h\left(t-rT-\frac{\tau}{2}\right)\sin\left(\frac{2\pi}{T}\left(t-\frac{\tau}{2}\right)\right) dt \\
& +jb_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t+rT+\frac{\tau}{2}\right)h\left(t-rT-\frac{\tau}{2}\right)\sin\left(\frac{2\pi}{T}\left(t-\frac{\tau}{2}\right)\right) dt \\
& +b_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t+\left(r+\frac{1}{4}\right)T+\frac{\tau}{2}\right)h\left(t-\left(r+\frac{1}{4}\right)T-\frac{\tau}{2}\right)\sin\left(\frac{2\pi}{T}\left(t-\frac{\tau}{2}\right)\right) dt \\
& -ja_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t+\left(r-\frac{1}{4}\right)T+\frac{\tau}{2}\right)h\left(t-\left(r+\frac{1}{4}\right)T-\frac{\tau}{2}\right)\sin\left(\frac{2\pi}{T}\left(t-\frac{\tau}{2}\right)\right) dt
\end{aligned} \tag{3.13}$$

Frekans değişiminin ($k - m = 1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum

Verilen değerler denklem (3.12)'de bulunan $\xi_{ICI}(0, \tau)$ 'da yerine koyulduğunda;

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(0, \tau) = & a_{n+2r+1}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t+\left(r+\frac{1}{2}\right)T+\frac{\tau}{2}\right) h\left(t-\left(r+\frac{1}{2}\right)T-\frac{\tau}{2}\right) \right. \\
& \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T}\left(t+rT-\frac{\tau}{2}\right)+\frac{3\pi}{2}\right)} dt \right\} \\
& +jb_{n+2r+1}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t+\left(r+\frac{1}{2}\right)T+\frac{\tau}{2}\right) h\left(t-\left(r+\frac{1}{2}\right)T-\frac{\tau}{2}\right) \right. \\
& \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T}\left(t+rT-\frac{\tau}{2}\right)+\frac{\pi}{2}\right)} dt \right\} \\
& -b_{n+2r+1}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t+\left(r+\frac{3}{4}\right)T+\frac{\tau}{2}\right) h\left(t-\left(r+\frac{3}{4}\right)T-\frac{\tau}{2}\right) \right. \\
& \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T}\left(t+rT-\frac{\tau}{2}\right)+2\pi\right)} dt \right\} \\
& +ja_{n+2r+1}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t+\left(r+\frac{1}{4}\right)T+\frac{\tau}{2}\right) h\left(t-\left(r+\frac{1}{4}\right)T-\frac{\tau}{2}\right) \right. \\
& \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T}\left(t+rT-\frac{\tau}{2}\right)+2\pi\right)} dt \right\}
\end{aligned}$$

Bulunan denklemdeki üstel ifadeler açılıp, gerekli sadeleştirmeler yapıldığında;

$$\begin{aligned}
 \xi_{ICI}(0, \tau) = & a_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{2}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{2}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
 & \cos\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right) + \frac{3\pi}{2}\right) dt \\
 & + jb_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{2}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{2}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
 & \cos\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right) + \frac{\pi}{2}\right) dt \\
 & - b_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{3}{4}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{3}{4}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
 & \sin\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right) + 2\pi\right) dt \\
 & + ja_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{4}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{4}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
 & \sin\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right) + 2\pi\right) dt
 \end{aligned}$$

Elde edilen trigonometrik ifadeler sadeleştirildiğinde, bakılan noktalardaki zaman kaymasının varlığında oluşan taşıyıcılar arası girişim bulunur.

$$\begin{aligned}
 \xi_{ICl}(0, \tau) = & a_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{2}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{2}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
 & \sin\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right) dt \\
 & - jb_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{2}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{2}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
 & \sin\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right) dt \\
 & - b_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{3}{4}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{3}{4}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
 & \sin\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right) dt \\
 & + ja_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{4}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{4}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
 & \sin\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right) dt
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

Frekans değişiminin ($k - m = -1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r$) çift sayı olduğu durum

Zaman kayması olduğunda bakılacak bölgedeki değerler denklem (3.12)'de bulunan

$\xi_{ICI}(0, \tau)$ genel denkleminde yerine koyulduğunda;

$$\begin{aligned}\xi_{ICI}(0, \tau) = & a_{n+2r}^{m-1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT + \frac{\tau}{2}) h(t - rT - \frac{\tau}{2}) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT-\frac{\tau}{2})+\frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & + jb_{n+2r}^{m-1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT + \frac{\tau}{2}) h(t - rT - \frac{\tau}{2}) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT-\frac{\tau}{2})+\frac{3\pi}{2})} dt \right\} \\ & - b_{n+2r}^{m-1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT + \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2}) h(t - rT - \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2}) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT-\frac{\tau}{2})+\pi)} dt \right\} \\ & + ja_{n+2r}^{m-1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT - \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2}) h(t - rT + \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2}) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT-\frac{\tau}{2})+\pi)} dt \right\}\end{aligned}$$

Verilen değerler yerine koyulduğunda bulunan eşitlikteki üstel ifadeler sadeleştirilip, gerçekte ve gerçekte olmayan bölümlerine ayrıldığına;

$$\begin{aligned}\xi_{ICI}(0, \tau) = & a_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT + \frac{\tau}{2}) h(t - rT - \frac{\tau}{2}) \cos \left(\frac{2\pi}{T}(t - \frac{\tau}{2}) + \frac{\pi}{2} \right) dt \\ & + jb_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT + \frac{\tau}{2}) h(t - rT - \frac{\tau}{2}) \cos \left(\frac{2\pi}{T}(t - \frac{\tau}{2}) + \frac{3\pi}{2} \right) dt \\ & + b_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT + \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2}) h(t - rT - \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2}) \sin \left(\frac{2\pi}{T}(t - \frac{\tau}{2}) + \pi \right) dt \\ & - ja_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t + rT - \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2}) h(t - rT + \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2}) \sin \left(\frac{2\pi}{T}(t - \frac{\tau}{2}) + \pi \right) dt\end{aligned}$$

Trigonometrik ifadeler en sade haline getirilerek incelenen bölgedeki taşıyıcılar arası girişim elde edilir.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI(3)}(0, \tau) = & -a_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + rT + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - rT - \frac{\tau}{2}\right) \cos\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right) dt \\
& + jb_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + rT + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - rT - \frac{\tau}{2}\right) \cos\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right) dt \\
& - b_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + rT + \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - rT - \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right) dt \\
& + ja_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + rT - \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - rT + \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right) dt
\end{aligned}$$

Frekans değişiminin ($k - m = -1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum

Farklı frekans ve zaman komşulukları için verilen değerler denklem (3.12)'de yerine koyulur.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(0, \tau) = & a_{n+2r+1}^{m-1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{2}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{2}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \right. \\
& \left. e^{-j\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + rT - \frac{\tau}{2}\right) + \frac{3\pi}{2}\right)} dt \right\} \\
& + jb_{n+2r+1}^{m-1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{2}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{2}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \right. \\
& \left. e^{-j\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + rT - \frac{\tau}{2}\right) + \frac{\pi}{2}\right)} dt \right\} \\
& - b_{n+2r+1}^{m-1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{3}{4}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{3}{4}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \right. \\
& \left. e^{-j\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + rT - \frac{\tau}{2}\right) + 2\pi\right)} dt \right\} \\
& + ja_{n+2r+1}^{m-1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{4}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{4}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \right. \\
& \left. e^{-j\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + rT - \frac{\tau}{2}\right) + 2\pi\right)} dt \right\}
\end{aligned}$$

Eşitliitr bulunan üstel ifadeler açılarak, gerçek ve gerçek olmayan kısımlarına ayrılır.

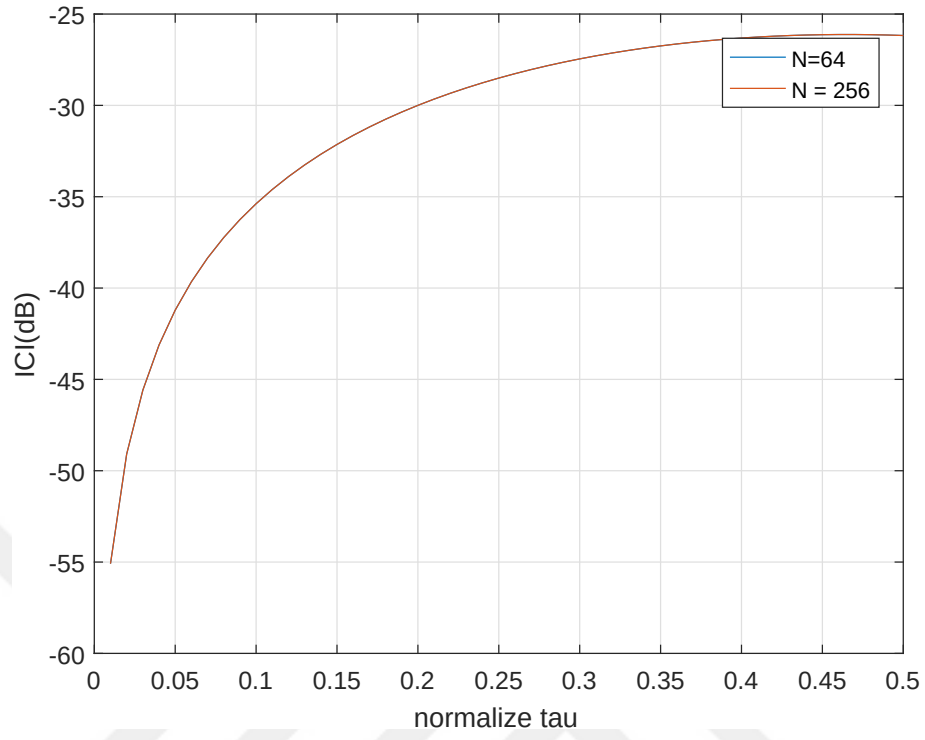
$$\begin{aligned}
 \xi_{ICI}(0, \tau) = & a_{2r+n+1}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{2}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{2}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
 & \cos\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right) + \frac{3\pi}{2}\right) dt \\
 & + jb_{n+2r+1}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{2}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{2}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
 & \cos\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right) + \frac{\pi}{2}\right) dt \\
 & + b_{n+2r+1}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{3}{4}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{3}{4}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
 & \sin\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right) + 2\pi\right) dt \\
 & - ja_{n+2r+1}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{4}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{4}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
 & \sin\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right) + 2\pi\right) dt
 \end{aligned}$$

Denkleimde bulunan ifadeler sadeleştirildiğinde incelenen noktalardaki toplam taşıyıcılar arası girişim elde edilir.

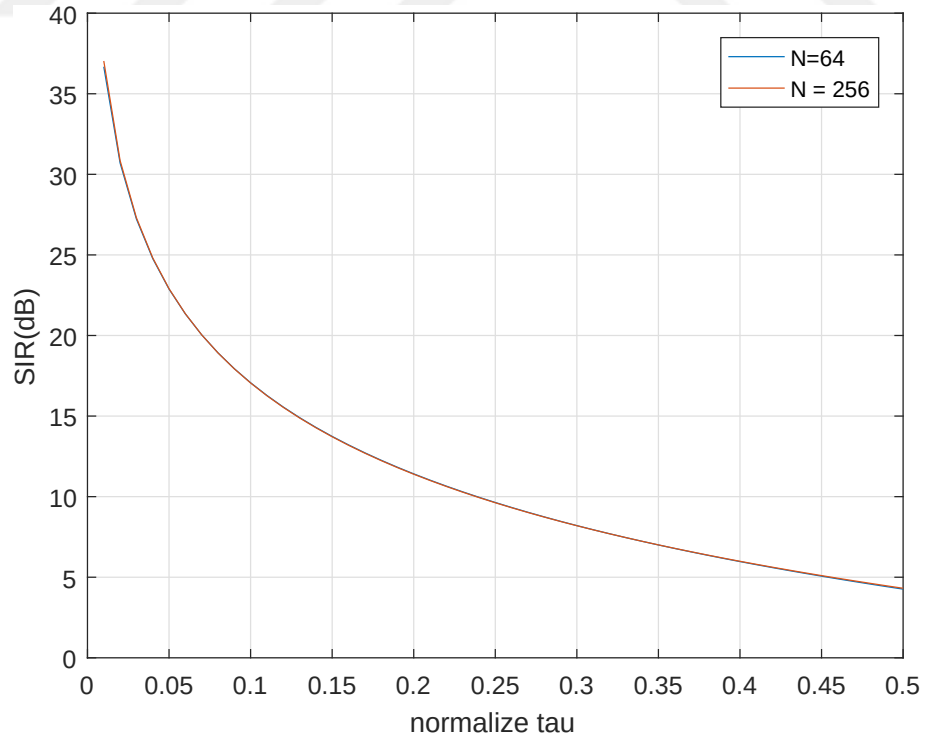
$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(0, \tau) = & a_{2r+n+1}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{2}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{2}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
& \sin\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right) dt \\
& - jb_{n+2r+1}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{2}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{2}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
& \sin\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right) dt \\
& + b_{n+2r+1}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{3}{4}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{3}{4}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
& \sin\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right) dt \\
& - ja_{n+2r+1}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{4}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{4}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
& \sin\left(\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right) dt
\end{aligned} \tag{3.15}$$

Toplam taşıyıcılar arası girişim, tüm yakın komşuluklardan gelen girişimi hesaplamak için 4 farklı noktaya göre bulunur. Toplam $\xi_{ICI}(0, \tau)$ 'ın zaman kayması τ 'ya göre olan değişimi Şekil 3.4'de görülebilir. Sistemde zaman kaymasının fazla olması $\xi_{ICI}(0, \tau)$ 'ın artmasına sebep olur.

Zamanda meydana gelen kaymasının olması, $\xi_{ISI}(0, \tau)$ ve $\sum \xi_{ICI}(0, \tau)$ 'in toplamı ile elde edilen toplam girişimi oluşturur. Toplam girişimin sinyal gücüne oranının zaman kayması τ 'ya göre değişimi Şekil 3.5'de görülebilir. Şekilde görüldüğü gibi τ 'da meydana gelen artış SIR'ı düşürür ve buna bağlı olarak sistemdeki hata oranının artmasına neden olur.



Şekil 3.4. SMT sisteminde TO varlığında meydana gelen ICI



Şekil 3.5. SMT sisteminde TO varlığında elde edilen SIR

3.1.2 Komşu zaman ve frekans binlerinde frekans ofseti varlığında eşleştirilmiş süzgeç çıktıların çıkarımı ($\epsilon \neq 0, \tau = 0, \Phi = 0$)

AWGN bir kanalda frekans kaymasının varlığı, gönderilen sinyalin alıcı tarafına ger-
çerken değişmesine sebep olur. Bu durumda alınan sinyal $r(t)$ taşıyıcı frekans ofseti
etkisindeki gönderilen sinyal ve gürültünün toplamına eşittir.

$$r(t) = x(t)e^{2\pi\epsilon t} + v(t), \quad (3.16)$$

Gönderilen sinyal $x(t)$ yerine koyulduğunda $r(t)$;

$$r(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} (a_l^k h(t - lT) + jb_l^k h(t - lT - \frac{T}{2})) e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} e^{2\pi\epsilon t} + v(t) \quad (3.17)$$

Alınan sinyal $r(t)$ denklem 3.4'de yerine koyulup evrişim işlemi yapıldığında tahmini veri
sembolleri elde edilir.

Tahmini veri sembolünün gerçek olan kısmı;

$$\hat{a}_n^m = \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_l^k h(t - lT) + jb_l^k h(t - lT - \frac{T}{2}) \right) \right. \\ \left. e^{-jm(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - nT) dt \right\} + v_{n,r}^m \quad (3.18)$$

Tahmini veri sembolünün gerçek olmayan kısmı;

$$\hat{b}_n^m = \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_l^k h(t - lT) + jb_l^k h(t - lT - \frac{T}{2}) \right) \right. \\ \left. e^{-jm(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - \frac{T}{2} - nT) dt \right\} + v_{n,i}^m \quad (3.19)$$

Tahmini veri sembolünün gerçek olan kısmı denklem (3.18)'i daha sade bir hale getire-
bilmek için gerekli değişken değiştirmeler yapılmalıdır.

Alıcı tarafındaki süzgecin sadece t 'ye bağlı kalması için $l = l + n$ ve $t - nT = t$ değişken

değişiklikleri yapıldığında

$$\hat{a}_n^m = \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k h(t - lT) + jb_{l+n}^k h(t - lT - \frac{T}{2}) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} e^{j2\pi \epsilon(t+nT)} h(t) dt \right\} + v_{n,r}^m \quad (3.20)$$

Tahmini veri sembolünün gerçek olmayan kısmı denklem (3.19)'i daha sade bir hale getirebilmek için gerekli değişken değişiklikleri yapılmalıdır.

Alıcı tarafındaki süzgecin sadece t 'ye bağlı kalması için $l = l + n$ ve $t - nT - \frac{T}{2} = t$ değişken değişiklikleri yapıldığında

$$\hat{b}_n^m = \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k h(t - lT) + jb_{l+n}^k h(t - lT - \frac{T}{2}) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi t}{T} + \frac{3\pi}{2})} e^{j2\pi \epsilon(t+(n+\frac{1}{2})T)} h(t) dt \right\} + v_{n,i}^m$$

Yukarıdaki denkelmerde görülen $v_{n,r}^m$ ve $v_{n,i}^m$, v_n^m karmaşık gütültüsünün gerçek ve gerçek olmayan parçalarıdır.

AWGN kanalda frekans kaymasının etkilerini daha iyi analiz edebilmek için eşitleme parametreleri $w_{n,r}^m = 1$ ve $w_{n,i}^m = 1$ olarak seçilir.

Taşıyıcı frekans ofsetinden etkilenen, gerçek ve gerçek olmayan kısımları elde edilen m. alt taşıyıcı ve n. semboldeki tahmin edilen sinyal $\hat{s}_n^m = \hat{a}_n^m + j\hat{b}_n^m$ 'dir. Bilgi taşıyan kısım ve girişimlerden kaynaklı kısım olarak denkem (3.21)'de gösterilmiştir.

$$\hat{s}_n^m = a_n^m \Re \left\{ w_{n,r}^m e^{j2\pi \epsilon nT} \int_{-\infty}^{\infty} h(t) h(t) e^{j2\pi \epsilon t} dt \right\} + jb_n^m \Im \left\{ w_{n,i}^m e^{j2\pi \epsilon (n+\frac{1}{2})T} \int_{-\infty}^{\infty} h(t) h(t) e^{j2\pi \epsilon t} dt \right\} + \xi_{ISI}(\epsilon, 0) + \xi_{ICI}(\epsilon, 0) + v_n^m \quad (3.21)$$

Sistemin performansını belirleyebilmek için sinyal gücü ile $\xi_{ISI}(\epsilon, 0)$ ve $\xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ tarafından meydana gelen toplam girişim gücünün hesaplanması gerekmektedir.

CFO varlığında meydana gelen $\xi_{ISI}(\epsilon, 0)$ ve $\xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ çeşitli zaman ve frekans komşulukları dikkate alınarak yapılan hesaplamaları aşağıdadır.

Semboller arası girişim $\xi_{ISI}(\epsilon, 0)$ hesaplanması

$\xi_{ISI}(\epsilon, 0)$ aynı frekans bini üzerindeki sembollerin zamandaki değişimi olarak tanımlanabilir. Bu tanıma göre tahmini veri sembollerinin gerçek ve gerçek olmayan kısımlarına farklı zamanlardan gelen girişim etkisi hesaplanırken tüm taşıyıcı frekanslardan alınan toplam kaldırılır ve tek bir frekans üzerinden zamandaki değişime bakılır.

$$\begin{aligned} \xi_{ISI}(\epsilon, 0) = & \sum_{l=-\infty, l \neq 0}^{\infty} (a_l^m + jb_l^m) \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - lT) h(t - nT) dt \right\} \\ & - \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(b_l^m \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - nT) h(t - lT - \frac{T}{2}) dt \right\} \right. \\ & \left. - ja_l^m \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - nT) h(t - lT + \frac{T}{2}) dt \right\} \right) \end{aligned}$$

Giriş ve çıkışta birbirinin eşdeğeri olan simetrik süzgeçler ($h(t) = h(-t)$), birbirinin merkeze göre simetrisi şekide ayarlandığında yapılacak hesaplamalar kolaylaşır. Bu yüzden birinci kısımda ilk kısımda $t = t + \frac{(l+n)T}{2}$, ikinci kısımda $t = t + \frac{(l+n+\frac{1}{2})T}{2}$, son kısımda $t = t + \frac{(l+n-\frac{1}{2})T}{2}$ değişken değiştirilmesi yapılırsa

$$\begin{aligned} \xi_{ISI}(\epsilon, 0) = & \sum_{l=-\infty, l \neq 0}^{\infty} (a_l^m + jb_l^m) \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+\frac{(l+n)T}{2})} h(t - \frac{(l-n)T}{2}) h(t + \frac{(l-n)T}{2}) dt \right\} \\ & - \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(b_l^m \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+\frac{(l+n+\frac{1}{2})T}{2})} h(t - \frac{(l-n+\frac{1}{2})T}{2}) h(t + \frac{(l-n+\frac{1}{2})T}{2}) dt \right\} \right. \\ & \left. - ja_l^m \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+\frac{(l+n-\frac{1}{2})T}{2})} h(t - \frac{(l-n-\frac{1}{2})T}{2}) h(t + \frac{(l-n-\frac{1}{2})T}{2}) dt \right\} \right) \end{aligned}$$

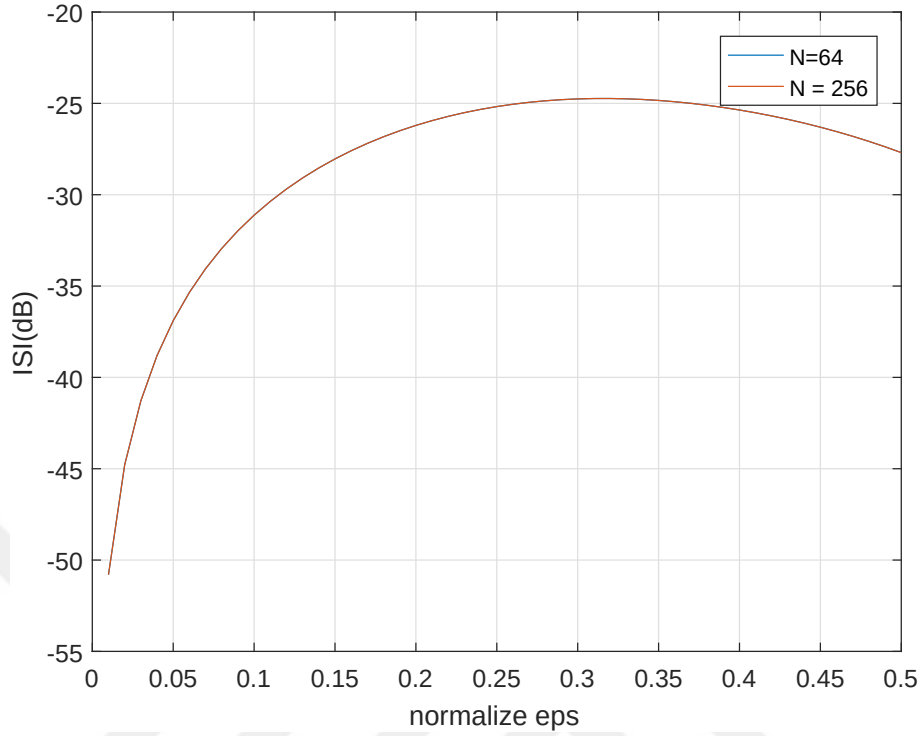
Frekans değişiminin ($k - m = 0$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum

Frekans değişimi ve zaman değişimi için verilen değerler denklem (3.10)'da yerine koyulup, $l + n = 2r' + 1$ olarak seçildiğinde yerine koyulup eşitlik sadeleştirildiğinde $\xi_{ISI}(\epsilon, 0)$

bulunur.

$$\begin{aligned}
 \xi_{ISI}(\epsilon, 0) = & (a_{n+2r+1}^m + jb_{n+2r+1}^m) \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \frac{(2r+1)T}{2}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)T}{2}\right) \\
 & \cos\left(2\pi\epsilon\left(t + \frac{(2r'+1)T}{2}\right)\right) dt \\
 & - b_{n+2r+1}^m \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \frac{(2r+\frac{3}{2})T}{2}\right) h\left(t + \frac{(2r+\frac{3}{2})T}{2}\right) \\
 & \sin\left(2\pi\epsilon\left(t + \frac{(2r'+\frac{3}{2})T}{2}\right)\right) dt \\
 & - ja_{n+2r+1}^m \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \frac{(2r+\frac{1}{2})T}{2}\right) h\left(t + \frac{(2r+\frac{1}{2})T}{2}\right) \\
 & \sin\left(2\pi\epsilon\left(t + \frac{(2r'+\frac{1}{2})T}{2}\right)\right) dt
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

CFO'nun meydana getirdiği semboller arası girişim denklem (3.22)'de verilmiştir. Zaman ofsetinin artışı ile beraber ISI'daki artış Şekil 3.6'de görülebilir. CF0'daki artış normalize edilmiş ϵ 'a göre semboller arası girişimin artmasına neden olur.



Şekil 3.6. SMT sisteminde CFO varlığında meydana gelen ISI

Taşıyıcılar arası girişim $\xi_{ISI}(\epsilon, 0)$ hesaplanması

Farklı zamanlarda, farklı frekans binlerindeki semboller üzerindeki frekans kaymaları ile toplam taşıyıcılar arası girişim hesaplanır.

$$\begin{aligned} \xi_{ICI}(\epsilon, 0) = & \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(a_l^k \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t-nT)h(t-lT) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t-nT)+\frac{\pi}{2})} dt \right\} \right. \\ & + j b_l^k \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t-nT)h(t-lT) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t-nT)+\frac{3\pi}{2})} dt \right\} \\ & - b_l^k \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t-nT)h(t-lT - \frac{T}{2}) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t-nT)+\frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & \left. + j a_l^k \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t)h(t-lT + \frac{T}{2}) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t-nT)+\frac{3\pi}{2})} dt \right\} \right) \end{aligned}$$

Giriş ve çıkışta birbirinin eşdeğeri olan simetrik süzgeçler ($h(t) = h(-t)$), birbirinin merkeze göre simetrisi şekide ayarlandığında yapılacak hesaplamalar kolaylaşır. Bu yüz-

den birinci kısımda İlk iki kısımda $t = t + \frac{(l+n)T}{2}$, üçüncükısımda $t = t + \frac{(l+n+\frac{1}{2})T}{2}$ ve son kısımda $t = t + \frac{(l+n-\frac{1}{2})T}{2}$ değişken değiştirmeleri yapıldığında

$$\begin{aligned}
 \xi_{ICI}(\epsilon, 0) = & \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(a_l^k \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+\frac{(l+n)T}{2})} h(t - \frac{(l-n)T}{2}) h(t + \frac{(l-n)T}{2}) \right. \right. \\
 & e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+\frac{(l-n)T}{2})+\frac{\pi}{2})} dt \Big\} \\
 & + j b_l^k \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+\frac{(l+n)T}{2})} h(t - \frac{(l-n)T}{2}) h(t + \frac{(l-n)T}{2}) \right. \\
 & e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+\frac{(l-n)T}{2})+\frac{3\pi}{2})} dt \Big\} \\
 & - b_l^k \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+\frac{(l+n+\frac{1}{2})T}{2})} h(t - \frac{(l-n+\frac{1}{2})T}{2}) h(t + \frac{(l-n+\frac{1}{2})T}{2}) \right. \\
 & e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+\frac{(l-n-\frac{1}{2})T}{2})+\frac{\pi}{2})} dt \Big\} \\
 & \left. + j a_l^k \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+\frac{(l+n-\frac{1}{2})T}{2})} h(t - \frac{(l-n-\frac{1}{2})T}{2}) h(t + \frac{(l-n-\frac{1}{2})T}{2}) \right. \right. \\
 & \left. \left. e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+\frac{(l-n-\frac{1}{2})T}{2})+\frac{3\pi}{2})} dt \right\} \right) \quad (3.23)
 \end{aligned}$$

Sadece frekans kaymasının olduğu durumda, denklem (3.23)'de bulunan taşıyıcılar arası girişimin genel ifadesi belirli noktalardaki zaman ve frekans komşulukları üzerinden hesaplanır.

Frekans değişiminin ($k - m = 1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r$) çift sayı olduğu durum

Frekans ve zaman değişimleri genel denklem (3.23)'de yerine koyulduğunda ve $l+n =$

$2r'$ olarak seçildiğinde $\xi_{ICI}(\epsilon, 0)$:

$$\begin{aligned}\xi_{ICI}(\epsilon, 0) = & a_{n+2r}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+r'T)} h(t-rT)h(t+rT) \right. \\ & \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\frac{\pi}{2}\right)} dt \right\} \\ & + jb_{n+2r}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+r'T)} h(t-rT)h(t+rT) \right. \\ & \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\frac{3\pi}{2}\right)} dt \right\} \\ & - b_{n+2r}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+r'T+\frac{T}{4})} h\left(t-\left(r+\frac{1}{4}\right)T\right)h\left(t+\left(r+\frac{1}{4}\right)T\right) \right. \\ & \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\pi\right)} dt \right\} \\ & + ja_{n+2r}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+r'T-\frac{T}{4})} h\left(t-\left(r-\frac{1}{4}\right)T\right)h\left(t+\left(r-\frac{1}{4}\right)T\right) \right. \\ & \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\pi\right)} dt \right\}\end{aligned}$$

Yukarıdaki ifadede bulunan üstel fonksiyonlar sadeleştirilip açılır. Daha sonra denklemler gerçekte ve gerçekte olmayan bölümlerine ayrıldığında incelenen noktalardaki $\xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ elde edilir.

$$\begin{aligned}\xi_{ICI}(\epsilon, 0) = & -a_{n+2r}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t-rT)h(t+rT) \sin\left(2\pi\left(\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon Tr'\right)\right) dt \\ & + jb_{n+2r}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t-rT)h(t+rT) \sin\left(2\pi\left(\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon Tr'\right)\right) dt \\ & + b_{n+2r}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t-\left(r+\frac{1}{4}\right)T\right)h\left(t+\left(r+\frac{1}{4}\right)T\right) \\ & \sin\left(2\pi\left(\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T\left(r'+\frac{1}{4}\right)\right)\right) dt \\ & - ja_{n+2r}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t-\left(r-\frac{1}{4}\right)T\right)h\left(t+\left(r-\frac{1}{4}\right)T\right) \\ & \sin\left(2\pi\left(\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T\left(r'-\frac{1}{4}\right)\right)\right) dt\end{aligned}\tag{3.24}$$

Frekans değişiminin ($k - m = 1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum

Verilen değerler $\xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ genel denkleminde (3.23)'de yerine koyulduğunda, gönderilen ve alınan sembol indeksleri toplamı $l + n = 2r' + 1$ olarak seçildiğinde;

$$\begin{aligned} \xi_{ICI}(\epsilon, 0) = & a_{n+2r+1}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+r'T)} h(t - (r + \frac{1}{2})T) h(t + (r + \frac{1}{2})T) \right. \\ & \left. e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+rT) + \frac{3\pi}{2})} dt \right\} \\ & + j b_{n+2r+1}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+r'T)} h(t - (r + \frac{1}{2})T) h(t + (r + \frac{1}{2})T) \right. \\ & \left. e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+rT) + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & - b_{n+2r+1}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+r'T + \frac{T}{2})} h(t - (r + \frac{3}{4})T) h(t + (r + \frac{3}{4})T) \right. \\ & \left. e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+rT) + 2\pi)} dt \right\} \\ & + j a_{n+2r+1}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+r'T - \frac{T}{2})} h(t - (r + \frac{1}{4})T) h(t + (r + \frac{1}{4})T) \right. \\ & \left. e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+rT) + 2\pi)} dt \right\} \end{aligned}$$

Bulunan ifadelerde gerekli sadeleştirmeler yapıldığında bakılan noktalardaki taşıyıcılar arası girişim bulunur.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, 0) = & a_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t - (r + \frac{1}{2})T) h(t + (r + \frac{1}{2})T) \sin \left(2\pi \left(\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T(r' + \frac{1}{4}) \right) \right) dt \\
& - j b_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t - (r + \frac{1}{2})T) h(t + (r + \frac{1}{2})T) \sin \left(2\pi \left(\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T(r' + \frac{1}{4}) \right) \right) dt \\
& - b_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t - (r + \frac{3}{4})T) h(t + (r + \frac{3}{4})T) \\
& \sin \left(2\pi \left(\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T(r' + \frac{3}{4}) \right) \right) dt \\
& + j a_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t - (r + \frac{1}{4})T) h(t + (r + \frac{1}{4})T) \\
& \sin \left(2\pi \left(\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T(r' + \frac{1}{4}) \right) \right) dt
\end{aligned} \tag{3.25}$$

Frekans değişiminin ($k - m = -1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r$) çift sayı olduğu durum

$\xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ genel denklemi (3.23)'de frekans ve zaman değişimleri için bakılacak nokta-

lar yerine koyulduğunda ve $l + n = 2r'$ olarak seçildiğinde;

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, 0) = & a_{n+2r}^{m-1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+r'T)} h(t-rT)h(t+rT) \right. \\
& \left. e^{-j\left(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\frac{\pi}{2}\right)} dt \right\} \\
& + jb_{n+2r}^{m-1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+r'T)} h(t-rT)h(t+rT) \right. \\
& \left. e^{-j\left(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\frac{3\pi}{2}\right)} dt \right\} \\
& - b_{n+2r}^{m-1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+r'T+\frac{T}{2})} h\left(t-\left(r+\frac{1}{4}\right)T\right)h\left(t+\left(r+\frac{1}{4}\right)T\right) \right. \\
& \left. e^{-j\left(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\pi\right)} dt \right\} \\
& + ja_{n+2r}^{m-1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+r'T-\frac{T}{2})} h\left(t-\left(r-\frac{1}{4}\right)T\right)h\left(t+\left(r-\frac{1}{4}\right)T\right) \right. \\
& \left. e^{-j\left(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\pi\right)} dt \right\}
\end{aligned}$$

Bulunan eşitlik daha sade bir hale getirildiğinde bakılan bölgedeki frekans kayması ile değişen taşıyıcılar arası girşim bulunur.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, 0) = & + a_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t-rT)h(t+rT) \sin \left(2\pi \left(-\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon Tr' \right) \right) dt \\
& - jb_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t-rT)h(t+rT) \sin \left(2\pi \left(-\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon Tr' \right) \right) dt \\
& + b_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t-\left(r+\frac{1}{4}\right)T\right)h\left(t+\left(r+\frac{1}{4}\right)T\right) \\
& \sin \left(2\pi \left(-\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T\left(r'+\frac{1}{4}\right) \right) \right) dt \\
& - ja_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t-\left(r-\frac{1}{4}\right)T\right)h\left(t+\left(r-\frac{1}{4}\right)T\right) \\
& \sin \left(2\pi \left(-\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T\left(r'-\frac{1}{4}\right) \right) \right) dt
\end{aligned} \tag{3.26}$$

Frekans değişiminin ($k - m = -1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum

Sadece frekans kaymasının olduğu bir durumda taşıyıcılar arası girişim hesaplanırken bakılacak son bölgedeki değerler $\xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ genel denkleminde 3.23'de yerine konulur.

$$\begin{aligned} \xi_{ICI}(\epsilon, 0) = & a_{n+2r+1}^{m-1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+(r'+\frac{1}{2})T)} h(t - (r + \frac{1}{2})T) h(t + (r + \frac{1}{2})T) \right. \\ & \left. e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\frac{3\pi}{2})} dt \right\} \\ & + jb_{n+2r+1}^{m-1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+(r'+\frac{1}{2})T)} h(t - (r + \frac{1}{2})T) h(t + (r + \frac{1}{2})T) \right. \\ & \left. e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & - b_{n+2r+1}^{m-1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+(r'+\frac{3}{4})T)} h(t - (r + \frac{3}{4})T) h(t + (r + \frac{3}{4})T) \right. \\ & \left. e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+2\pi)} dt \right\} \\ & + ja_{n+2r+1}^{m-1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+(r'+\frac{1}{4})T)} h(t - (r + \frac{1}{4})T) h(t + (r + \frac{1}{4})T) \right. \\ & \left. e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+2\pi)} dt \right\} \end{aligned}$$

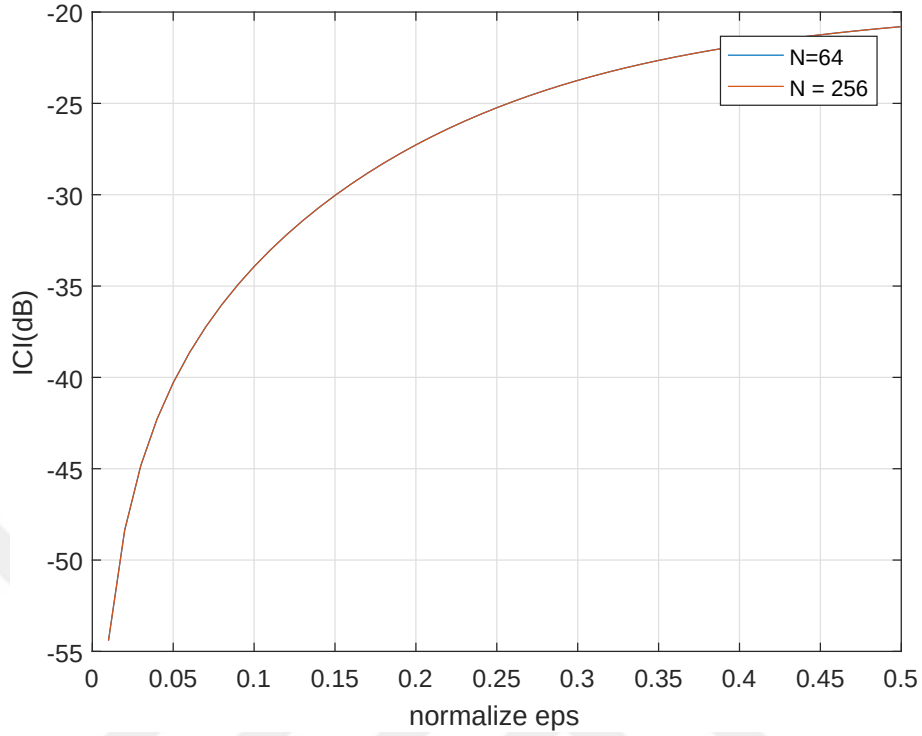
Gerekli sadeleştirmeler yapılarak daha basit bir eşitlik oluşturulur. Bu sadeleştirmeler sayesinde belirlenen bölgedeki $\xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ daha kolay bir şekilde elde edilir.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, 0) = & -a_{n+2r+1}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t - (r + \frac{1}{2})T) h(t + (r + \frac{1}{2})T) \sin \left(2\pi \left(-\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T(r' + \frac{1}{2}) \right) \right) dt \\
& + jb_{n+2r+1}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t - (r + \frac{1}{2})T) h(t + (r + \frac{1}{2})T) \sin \left(2\pi \left(-\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T(r' + \frac{1}{2}) \right) \right) dt \\
& - b_{n+2r+1}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t - (r + \frac{3}{4})T) h(t + (r + \frac{3}{4})T) \\
& \sin \left(2\pi \left(-\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T(r' + \frac{3}{4}) \right) \right) dt \\
& + ja_{n+2r+1}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t - (r + \frac{1}{4})T) h(t + (r + \frac{1}{4})T) \\
& \sin \left(2\pi \left(-\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T(r' + \frac{1}{4}) \right) \right) dt
\end{aligned} \tag{3.27}$$

Toplam taşıyıcılar arası girişim tüm komşulukları kapsamak için bakılan 4 farklı noktaya göre hesaplanan denklemlerin toplamı ile elde edilir. Toplam $\xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ 'ın taşıyıcı frekans ofseti ϵ 'a göre olan değişimi Şekil 3.7'de görülebilir. Frekans kaymasındaki artış sistemdeki $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$ 'ın artışına sebep olur ve bu durum sistem performansını düşürür.

Normalize edilmiş frekans ofseti ϵ 'da meydana gelen artış sistemdeki ICI 'nin artmasına neden olur. Bu durum bakılan frekanslar normalize edilmiş olduğu için alt taşıyıcı sayısına bağlı değildir. Normalize edilmemiş frekanslarda tahmini veri sembolü $\hat{a}$ 'nın değişik frekans komşuluklarında ϵ 'a göre tepkisi N 'in farklı değerlerinde Şekil 3.8'de görülebilir. CFO varlığında oluşan girişim, $\xi_{ISI}(\epsilon, 0)$ ve $\sum \xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ 'in toplamı ile elde edilir. Zaman kaymasının olmadığı kabul edildiği durumda sinyal gücünün toplam girişime oranının frekans kayması ϵ 'a göre değişimi Şekil 3.9'de görülebilir.

Sistemdeki CFO'nun artışı ile, SIR alt taşıyıcı sayısı N 'den bağımsız olarak düşmüştür. Bu durum sistem başarısının azalmasına neden olur.



Şekil 3.7. SMT sisteminde CFO varlığında meydana gelen ICI

3.1.3 Komşu zaman ve frekans binlerinde zaman ve frekans ofseti varlığında eşleştirilmiş süzgeç çıktıların çıkarımı ($\epsilon \neq 0$, $\tau \neq 0$, $\phi \neq 0$)

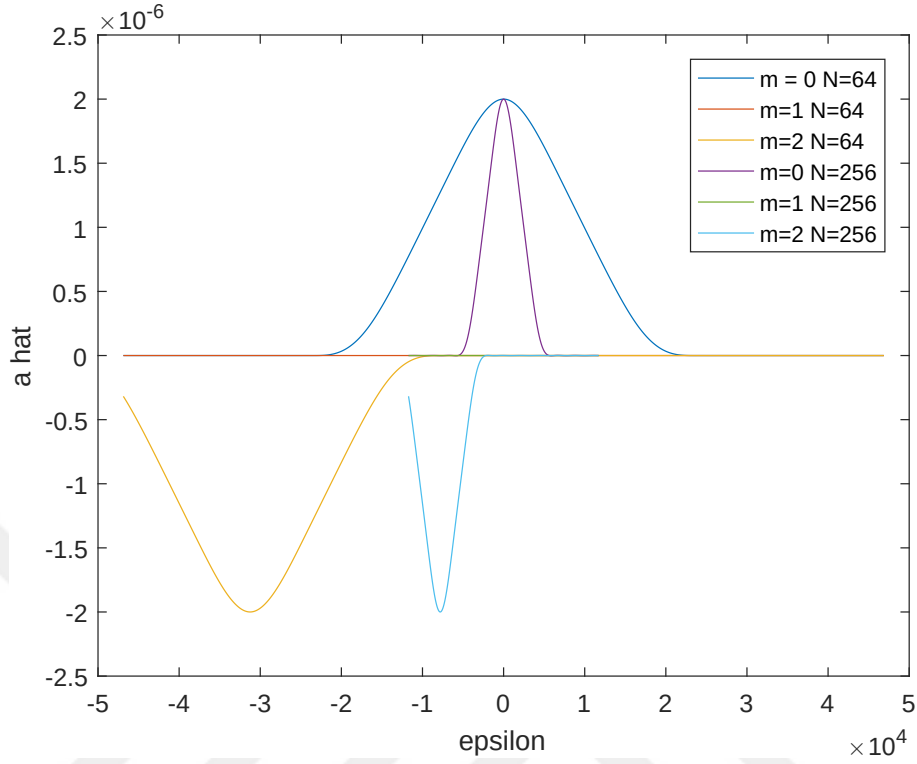
AWGN kanalda gönderilen sinyal alıcı tarafına geçerken zaman, taşıyıcı frekans ve faz kaymalarının etkisi ile bozular. Alınan sinyal $r(t)$, bu kaymaların etkisi ile değişen gönderilen sinyal ve gürültü sinyalinin toplanması ile oluşturulur.

$$r(t) = x(t)e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} + v(t) \quad (3.28)$$

Alıcı tarafına geçen sinyali bulmak için, gönderilen sinyal yerine koyulduğunda:

$$r(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} (a_l^k h(t - lT) + jb_k^l h(t - lT - \frac{T}{2})) e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} + v(t) \quad (3.29)$$

Tahmini veri sembollerinin elde edilebilmesi için alınan sinyal $r(t)$ denklem 3.4'de yerine koyulup evrişim işlemi yapılır. Bu işlemlerin sonucunda tahmini veri sembolleri, denklem



Şekil 3.8. SMT sisteminde tahmini veri sembolünün normalize edilmemiş ϵ 'a göre değişimi

3.30 ve denklem 3.31 elde edilir.

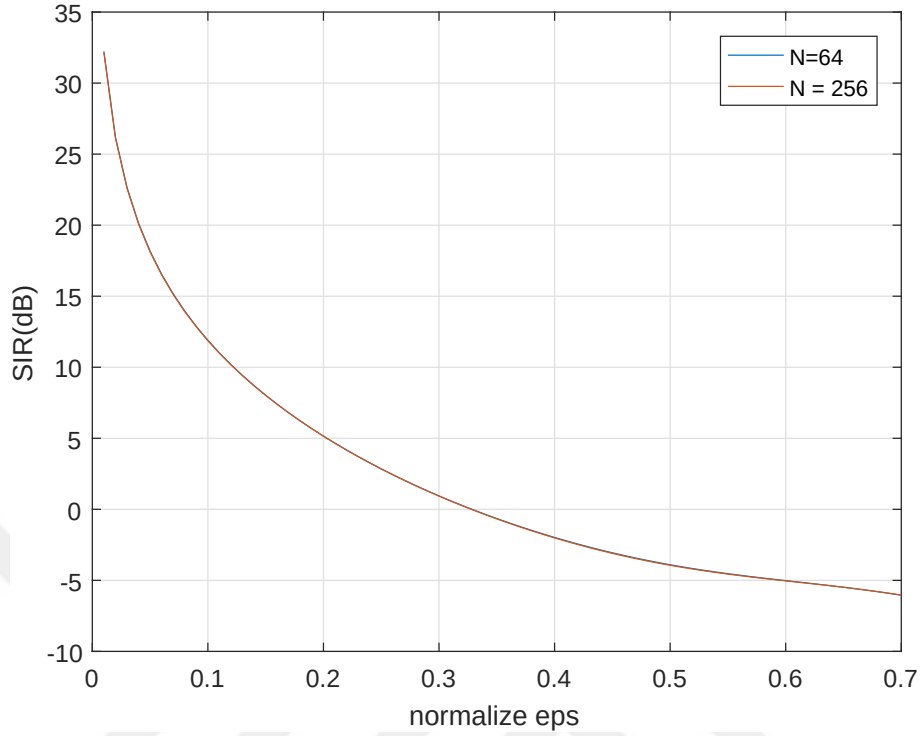
Tahmini veri sembolünün gerçek olan kısmı

$$\hat{a}_n^m = \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_l^k h(t - lT) + jb_l^k h(t - lT - \frac{T}{2}) \right) e^{-jm(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} e^{j(2\pi \epsilon t + \phi)} h(t - nT + \tau) dt \right\} + v_{n,r}^m \quad (3.30)$$

Tahmini veri sembolünün gerçekte olmayan kısmı

$$\hat{b}_n^m = \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_l^k h(t - lT) + jb_l^k h(t - lT - \frac{T}{2}) \right) e^{-jm(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} e^{j(2\pi \epsilon t + \phi)} h(t - \frac{T}{2} - nT + \tau) dt \right\} + v_{n,i}^m \quad (3.31)$$

Tahmini veri sembollerini daha sade bir hale getirebilmek için gereken değişken değiş-tirmeler yapılır.



Şekil 3.9. SMT sisteminde CFO varlığında elde edilen SIR

Denklem 3.30'de $l = l + n$ ve $t - nT = t$ değişken değiştirmeleri yapıldığında;

$$\hat{a}_n^m = \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k h(t - lT) + jb_{l+n}^k h(t - lT - \frac{T}{2}) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} e^{j(2\pi \epsilon(t+nT) + \phi)} h(t + \tau) dt \right\} + v_{n,r}^m$$

Denklem 3.31'de $l = l + n$ ve $t - nT - \frac{T}{2} = t$ değişken değiştirmesi yapıldığında;

$$\hat{b}_n^m = \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k h(t - lT) + jb_{l+n}^k h(t - lT - \frac{T}{2}) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi t}{T} + \frac{3\pi}{2})} e^{j(2\pi \epsilon(t+(n+\frac{1}{2})T) + \phi)} h(t + \tau) dt \right\} + v_{n,i}^m$$

Yukarıdaki denklemlerde görülen $v_{n,r}^m$ ve $v_{n,i}^m$, v_n^m karmaşık gütültüsünün gerçekte olmayan parçalarıdır.

AWGN kanalda zaman ve frekans kaymalarının etkisini tam olarak gözlemleyebilmek için herhangi bir eşitleme işlemi yapılmaz. Eşitleme parametreleri $w_{n,r}^m = 1$ ve $w_{n,i}^m = 1$ olarak seçilir.

CFO, TO ve faz kaymasının olduğu durumda gerçek ve gerçekte olmayan kısımları elde edilen m. alt taşıyıcı ve n. semboldeki tahmin edilen sinyalin $\hat{s}_n^m = \hat{a}_n^m + j\hat{b}_n^m$, bilgi taşıyan ve girişimlerden kaynaklı kısımları denklem 3.32’de gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} \hat{s}_n^m = & a_n^m \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t+\tau)e^{j(2\pi\epsilon(t+nT))} dt \right\} + jb_n^m \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t+\tau)e^{j(2\pi\epsilon(t+(n+\frac{1}{2})T))} dt \right\} \\ & + \xi_{ISI}(\epsilon, \tau) + \xi_{ICI}(\epsilon, \tau) + v_n^m \end{aligned} \quad (3.32)$$

Sistem performansının ideal olmayan durumda hesaplanabilmesi için toplam girişim ve sinyal gücünün bulunması gerekir. Toplam girişim gücü, semboller arası girişim $\xi_{ISI}(\epsilon, \tau)$ ve taşıyıcılar arası girişim $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$ ’ın toplanması ile elde edilir. Tüm bu girişimlere neden olan etkilerin varlığında, sistem performansının hesaplanabilmesi için semboller ve taşıyıcılar arası girişimler ayrı ayrı incelenmelidir.

Semboller arası girişim $\xi_{ISI}(\epsilon, \tau)$ hesaplanması

Frekans, zaman ve faz kaymalarının olduğu bu durumda önceki analizlerde olduğu gibi, $\xi_{ISI}(\epsilon, \tau)$ aynı frekans bini üzerindeki sembollerin zamandaki değişimine bağılı olarak bulunur.

$$\begin{aligned} \xi_{ISI}(\epsilon, \tau) = & \sum_{l=-\infty, l \neq 0}^{\infty} (a_l^m + jb_l^m) \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} h(t - lT)h(t - nT + \tau) dt \right\} \\ & - \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(b_l^m \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} h(t - nT + \tau)h(t - lT - \frac{T}{2}) dt \right\} \right. \\ & \left. - ja_l^m \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} h(t - nT + \tau)h(t - lT + \frac{T}{2}) dt \right\} \right) \end{aligned}$$

Semboller arası girişim için genel bir denklem oluşturabilmek için $\xi_{ISI}(\epsilon, \tau)$ eşitliğinde bulunan alıcı ve verici tarafında kullanılan süzgeçler simetrik hale getirilmelidir. Bu simetrikoşuluğu sağlayabilmek için bazı değişken değiştirmeler yapılır. Bunlar; birinci kısımda $t = t + \frac{(n+l)T - \tau}{2}$, ikinci kısımda $t = t + \frac{(n+l+\frac{1}{2})T - \tau}{2}$, son kısımda ise

$t = t + \frac{(n + l - \frac{1}{2})T - \tau}{2}$ değiştirmesi yapılır.

$$\begin{aligned}
 \xi_{ISI}(\epsilon, \tau) = & \sum_{l=-\infty, l \neq 0}^{\infty} (a_l^m + jb_l^m) \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon(t + \frac{(l+n)T-\tau}{2}) + \phi)} \right. \\
 & \left. h(t - \frac{(l-n)T + \tau}{2}) h(t + \frac{(l-n)T + \tau}{2}) dt \right\} \\
 & - \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(b_l^m \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon(t + \frac{(l+n+\frac{1}{2})T-\tau}{2}) + \phi)} \right. \right. \\
 & \left. \left. h(t - \frac{(l-n+\frac{1}{2})T + \tau}{2}) h(t + \frac{(l-n+\frac{1}{2})T + \tau}{2}) dt \right\} \right. \\
 & \left. - ja_l^m \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon(t + \frac{(l+n-\frac{1}{2})T-\tau}{2}) + \phi)} \right. \right. \\
 & \left. \left. h(t - \frac{(l-n-\frac{1}{2})T + \tau}{2}) h(t + \frac{(l-n-\frac{1}{2})T + \tau}{2}) dt \right\} \right) \Bigg)
 \end{aligned} \tag{3.33}$$

Frekans değişiminin ($k - m = 0$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum

Aynı frekans noktasında, zaman değişimi için verilen değerler denklem 3.33'de yerine koyulur ve önceki bölümlerdekine benzer sadeleştirmeler yapılarak ideal olmayan

durumda $\xi_{ISI}(\epsilon, \tau)$ elde edilir.

$$\begin{aligned}
\xi_{ISI}(\epsilon, \tau) = & (a_{n+2r+1}^m + jb_{n+2r+1}^m) \int_{-\infty}^{\infty} h(t - (r + \frac{1}{2})T - \frac{\tau}{2}) h(t + (r + \frac{1}{2})T + \frac{\tau}{2}) \\
& \cos \left(2\pi\epsilon(t + (r' + \frac{1}{2})T - \frac{\tau}{2}) + \phi \right) dt \\
& - b_{n+2r+1}^m \int_{-\infty}^{\infty} h(t - (r + \frac{3}{4})T - \frac{\tau}{2}) h(t + (r + \frac{3}{4})T + \frac{\tau}{2}) dt \\
& \sin \left(2\pi\epsilon(t + (r' + \frac{3}{4})T - \frac{\tau}{2}) + \phi \right) \\
& + ja_{n+2r+1}^m \int_{-\infty}^{\infty} h(t - (r + \frac{1}{4})T - \frac{\tau}{2}) h(t + (r + \frac{1}{4})T + \frac{\tau}{2}) \\
& \sin \left(2\pi\epsilon(t + (r' + \frac{1}{4})T - \frac{\tau}{2}) + \phi \right) dt
\end{aligned} \tag{3.34}$$

Taşıyıcılar arası girişim $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$ hesaplanması

CFO, TO ve faz kayması olması durumunda, toplam taşıyıcılar arası girişim $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$ farklı frekans binlerindeki sembollere farklı zamanlarda bakılarak bulunur.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, \tau) = & \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(a_l^k \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} h(t - nT + \tau) h(t - lT) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t - nT + \tau) + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \right. \\
& + jb_l^k \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} h(t - nT + \tau) h(t - lT) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t - nT + \tau) + \frac{3\pi}{2})} dt \right\} \\
& - b_l^k \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} h(t - nT + \tau) h(t - lT - \frac{T}{2}) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t - nT + \tau) + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \\
& \left. + ja_l^k \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} h(t - nt + \tau) h(t - lT + \frac{T}{2}) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t - nT + \tau) + \frac{3\pi}{2})} dt \right\} \right)
\end{aligned}$$

Semboller arası girişim bulunurken yapıldığı gibi, taşıyıcılar arası girişimin genel denklemini elde edebilmek için bazı değişken değiştirmeler yapılmalıdır. Alıcı ve verici tarafındaki süzgeçlerin simetrik hale getirilmesi için birinci kısımda $t = t + \frac{(l+n)T - \tau}{2}$, ikinci kısımda $t = t + \frac{(l+n+\frac{1}{2})T - \tau}{2}$, son kısımda $t = t + \frac{(l+n-\frac{1}{2})T - \tau}{2}$ değişken

değiştirmeleri yapılır.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, \tau) = & \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(a_l^k \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon(t+\frac{(l+n)T}{2})+\phi)} h(t - \frac{(l-n)T+\tau}{2}) h(t + \frac{(l-n)T+\tau}{2}) \right. \right. \\
& e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+\frac{(l-n)T}{2})+\frac{\pi}{2})} dt \Big\} \\
& + j b_l^k \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon(t+\frac{(l+n)T}{2})+\phi)} h(t - \frac{(l-n)T+\tau}{2}) h(t + \frac{(l-n)T+\tau}{2}) \right. \\
& e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+\frac{(l-n)T}{2})+\frac{3\pi}{2})} dt \Big\} \\
& - b_l^k \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon(t+\frac{(l+n+\frac{1}{2})T}{2})+\phi)} h(t - \frac{(l-n+\frac{1}{2})T+\tau}{2}) h(t + \frac{(l-n+\frac{1}{2})T+\tau}{2}) \right. \\
& e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+\frac{(l-n-\frac{1}{2})T}{2})+\frac{\pi}{2})} dt \Big\} \\
& + j a_l^k \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon(t+\frac{(l+n-\frac{1}{2})T}{2})+\phi)} h(t - \frac{(l-n-\frac{1}{2})T+\tau}{2}) h(t + \frac{(l-n-\frac{1}{2})T+\tau}{2}) \right. \\
& e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+\frac{(l-n-\frac{1}{2})T}{2})+\frac{3\pi}{2})} dt \Big\} \Big) \quad (3.35)
\end{aligned}$$

İdeal olmayan koşullar altında tüm yakın komşu sembollerden gelen taşıyıcılar arası girişim $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$ aşağıdaki bölümlerde ayrı ayrı hesaplanacaktır, daha sonra bu sonuçlardan toplam $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$ elde edilecektir

Frekans değişiminin ($k - m = 1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r$) çift sayı olduğu durum

Taşıyıcılar arası girişim için bulunan genel denklem 3.35'de bakılan frekans ve zaman

değişiminin değerleri yerine koyulduğunda ve $l + n = 2r'$ olarak seçildiğinde $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$;

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, \tau) = & a_{n+2r}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon(t+r'T)+\phi)} h(t+rT+\frac{\tau}{2}) h(t-rT-\frac{\tau}{2}) \right. \\
& \left. e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\frac{\pi}{2})} dt \right\} \\
& + jb_{n+2r}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon(t+r'T)+\phi)} h(t+rT+\frac{\tau}{2}) h(t-rT-\frac{\tau}{2}) \right. \\
& \left. e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\frac{3\pi}{2})} dt \right\} \\
& - b_{n+2r}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon(t+r'T+\frac{T}{4})+\phi)} h(t+(r+\frac{1}{4})T+\frac{\tau}{2}) h(t-(r+\frac{1}{4})T-\frac{\tau}{2}) \right. \\
& \left. e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\pi)} dt \right\} \\
& + ja_{n+2r}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon(t+r'T-\frac{T}{4})+\phi)} h(t+(r-\frac{1}{4})T+\frac{\tau}{2}) h(t-(r+\frac{1}{4})T-\frac{\tau}{2}) \right. \\
& \left. e^{j(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\pi)} dt \right\}
\end{aligned}$$

Bulunan eşitlik sadeleştirilerek, incelenen noktalardan gelen taşıyıcılar arası girişim bulunur.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, \tau) = & -a_{n+2r}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT+\frac{\tau}{2}) h(t-rT-\frac{\tau}{2}) \sin \left(2\pi \left(\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon Tr' \right) + \phi \right) dt \\
& + jb_{n+2r}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT+\frac{\tau}{2}) h(t-rT-\frac{\tau}{2}) \sin \left(2\pi \left(\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon Tr' \right) + \phi \right) dt \\
& + b_{n+2r}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+(r+\frac{1}{4})T+\frac{\tau}{2}) h(t-(r+\frac{1}{4})T-\frac{\tau}{2}) \\
& \sin \left(2\pi \left(\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T(r' + \frac{1}{4}) \right) + \phi \right) dt \\
& - ja_{n+2r}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+(r-\frac{1}{4})T+\frac{\tau}{2}) h(t-(r+\frac{1}{4})T-\frac{\tau}{2}) \\
& \sin \left(2\pi \left(\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T(r' - \frac{1}{4}) \right) + \phi \right) dt
\end{aligned} \tag{3.36}$$

Frekans değişiminin ($k - m = 1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum

Frekans ve zaman değişimleri için incelenen durumlar denklem 3.35'de yerine koyulduğunda ve $l + n = 2r' + 1$ olarak seçildiğinde;

$$\begin{aligned}
 \xi_{ICI}(\epsilon, \tau) = & a_{n+2r+1}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon(t+r'T)+\phi)} h\left(t + \left(r + \frac{1}{2}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{2}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \right. \\
 & \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\frac{3\pi}{2}\right)} dt \right\} \\
 & + jb_{n+2r+1}^{m+1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon(t+r'T)+\phi)} h\left(t + \left(r + \frac{1}{2}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{2}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \right. \\
 & \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\frac{\pi}{2}\right)} dt \right\} \\
 & - b_{n+2r+1}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon(t+r'T+\frac{T}{2})+\phi)} h\left(t + \left(r + \frac{3}{4}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{3}{4}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \right. \\
 & \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+2\pi\right)} dt \right\} \\
 & + ja_{n+2r+1}^{m+1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon(t+r'T-\frac{T}{2})+\phi)} h\left(t + \left(r + \frac{1}{4}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{4}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \right. \\
 & \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+2\pi\right)} dt \right\}
 \end{aligned}$$

Gereken sadeleştirmeler yapıldıktan sonra bulunan ifade gerçek ve gerçeks olmayan bölümlerine ayrılır. Bu şekilde incelenilen bölgeden gelen $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$ bulunur.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, \tau) = & a_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{2}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{2}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
& \sin\left(2\pi\left(\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T\left(r' + \frac{1}{4}\right)\right) + \phi\right) dt \\
& - j b_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{2}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{2}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
& \sin\left(2\pi\left(\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T\left(r' + \frac{1}{4}\right)\right) + \phi\right) dt \\
& - b_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{3}{4}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{3}{4}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
& \sin\left(2\pi\left(\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T\left(r' + \frac{3}{4}\right)\right) + \phi\right) dt \\
& + j a_{n+2r+1}^{m+1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{4}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{4}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
& \sin\left(2\pi\left(\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T\left(r' + \frac{1}{4}\right)\right) + \phi\right) dt
\end{aligned} \tag{3.37}$$

Frekans değışiminin ($k - m = -1$) ve zaman değışiminin ($l - n = 2r$) çift sayı olduğu durum

Diğer bölümlerde olduğu gibi genel denklem 3.35 kullanılarak verilen değers yerine

koyulur.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, \tau) = & a_{n+2r}^{m-1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon(t+r'T)+\phi)} h(t+rT+\frac{\tau}{2}) h(t-rT-\frac{\tau}{2}) \right. \\
& \left. e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\frac{\pi}{2})} dt \right\} \\
& + j b_{n+2r}^{m-1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon(t+r'T)+\phi)} h(t+rT+\frac{\tau}{2}) h(t-rT-\frac{\tau}{2}) \right. \\
& \left. e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\frac{3\pi}{2})} dt \right\} \\
& - b_{n+2r}^{m-1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon(t+r'T+\frac{T}{2})+\phi)} h(t+rT+\frac{T}{4}+\frac{\tau}{2}) h(t-rT-\frac{T}{4}-\frac{\tau}{2}) \right. \\
& \left. e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\pi)} dt \right\} \\
& + j a_{n+2r}^{m-1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon(t+r'T-\frac{T}{2})+\phi)} h(t+rT-\frac{T}{4}+\frac{\tau}{2}) h(t-rT+\frac{T}{4}-\frac{\tau}{2}) \right. \\
& \left. e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\pi)} dt \right\}
\end{aligned}$$

Önceki bölümdekine benzer işlemler yapılarak istenilen bölgeden gelen taşıyıcılar arası girişim bulunur.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, \tau) = & + a_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT+\frac{\tau}{2}) h(t-rT-\frac{\tau}{2}) \sin \left(2\pi \left(-\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T r' \right) + \phi \right) dt \\
& - j b_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT+\frac{\tau}{2}) h(t-rT-\frac{\tau}{2}) \sin \left(2\pi \left(-\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T r' \right) + \phi \right) dt \\
& + b_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT+\frac{T}{4}+\frac{\tau}{2}) h(t-rT-\frac{T}{4}-\frac{\tau}{2}) \\
& \sin \left(2\pi \left(-\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T \left(r' + \frac{1}{4} \right) \right) + \phi \right) dt \\
& - j a_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+rT-\frac{T}{4}+\frac{\tau}{2}) h(t-rT+\frac{T}{4}-\frac{\tau}{2}) \\
& \sin \left(2\pi \left(-\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T \left(r' - \frac{1}{4} \right) \right) + \phi \right) dt
\end{aligned} \tag{3.38}$$

Frekans değişiminin ($k - m = -1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum

İdeal olmayan durumda bakılacak son bölgeden gelen $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$ için verilen değerler denklem 3.35’de yerine koyulur.

$$\begin{aligned} \xi_{ICI}(\epsilon, \tau) = & a_{n+2r+1}^{m-1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h \left(t + \left(r + \frac{1}{2} \right) T + \frac{\tau}{2} \right) h \left(t - \left(r + \frac{1}{2} \right) T - \frac{\tau}{2} \right) \right. \\ & \left. e^{j(2\pi\epsilon(t+(r+\frac{1}{2})T)+\phi)} e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\frac{3\pi}{2})} dt \right\} \\ & + j b_{n+2r+1}^{m-1} \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h \left(t + \left(r + \frac{1}{2} \right) T + \frac{\tau}{2} \right) h \left(t - \left(r + \frac{1}{2} \right) T - \frac{\tau}{2} \right) \right. \\ & \left. e^{j(2\pi\epsilon(t+(r+\frac{1}{2})T)+\phi)} e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+\frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & - b_{n+2r+1}^{m-1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h \left(t + \left(r + \frac{3}{4} \right) T + \frac{\tau}{2} \right) h \left(t - \left(r + \frac{3}{4} \right) T - \frac{\tau}{2} \right) \right. \\ & \left. e^{j(2\pi\epsilon(t+(r+\frac{3}{4})T)+\phi)} e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+2\pi)} dt \right\} \\ & + j a_{n+2r+1}^{m-1} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h \left(t + \left(r + \frac{1}{4} \right) T + \frac{\tau}{2} \right) h \left(t - \left(r + \frac{1}{4} \right) T - \frac{\tau}{2} \right) \right. \\ & \left. e^{j(2\pi\epsilon(t+(r+\frac{1}{4})T)+\phi)} e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t+rT)+2\pi)} dt \right\} \end{aligned}$$

Verilen değerler yerine koyulduktan sonra elde edilen eşitlik sadeleştirilerek bu noktalarda frekans, zaman, faz kaymalarından dolayı meydana gelen $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$ bulunur.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, \tau) = & -a_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{2}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{2}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
& \sin\left(2\pi\left(-\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T\left(r' + \frac{1}{2}\right)\right) + \phi\right) dt \\
& + jb_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \left(r + \frac{1}{2}\right)T\right) h\left(t + \left(r + \frac{1}{2}\right)T\right) \\
& \sin\left(2\pi\left(-\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T\left(r' + \frac{1}{2}\right)\right) + \phi\right) dt \\
& - b_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{3}{4}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{3}{4}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
& \sin\left(2\pi\left(-\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T\left(r' + \frac{3}{4}\right)\right) + \phi\right) dt \\
& + ja_{n+2r}^{m-1} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t + \left(r + \frac{1}{4}\right)T + \frac{\tau}{2}\right) h\left(t - \left(r + \frac{1}{4}\right)T - \frac{\tau}{2}\right) \\
& \sin\left(2\pi\left(-\frac{t}{T} + \epsilon t + \epsilon T\left(r' + \frac{1}{4}\right)\right) + \phi\right) dt
\end{aligned} \tag{3.39}$$

Toplam taşıyıcılar arası girişim tüm komşulukları kapsamak için bakılan 4 farklı noktaya göre hesaplanan denklemlerin toplamı ile elde edilir. Toplam $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$ frekans kayması ϵ ve zaman kayması τ 'ya bağlı olarak hesaplanmıştır. Girişime neden olan bu etkilerden biri sabit tutulup diğerine göre olan değişimleri önceki bölümlerde incelenmiştir. CFO ve TO'daki artış, $\xi_{ISI}(\epsilon, 0)$ ve $\sum \xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ 'in toplamının artmasına neden olur. Bir önceki bölümlerde yapılan *SIR* analizlerinde görüldüğü gibi bu etkilerin artmasının sistem performansı düşürdüğü görülmüştür.

3.2 Frekans seçmeli kanalda performans analizi

Frekans seçici bir kanalda, kanalın cevabı kanaldaki yol sayısına ve bu yollarda meydana gelen gecikmelere bağlıdır. Kanaldaki yol sayısı D , yollarda meydana gelen gecikme $\tau_0 < \tau_1 < \dots < \tau_{D-1}$ ve kanaldaki yol kazancı g_d olarak alınır ve bu parametrelere bağlı olarak bulunan kanal cevabı $c(t)$ 'dir.

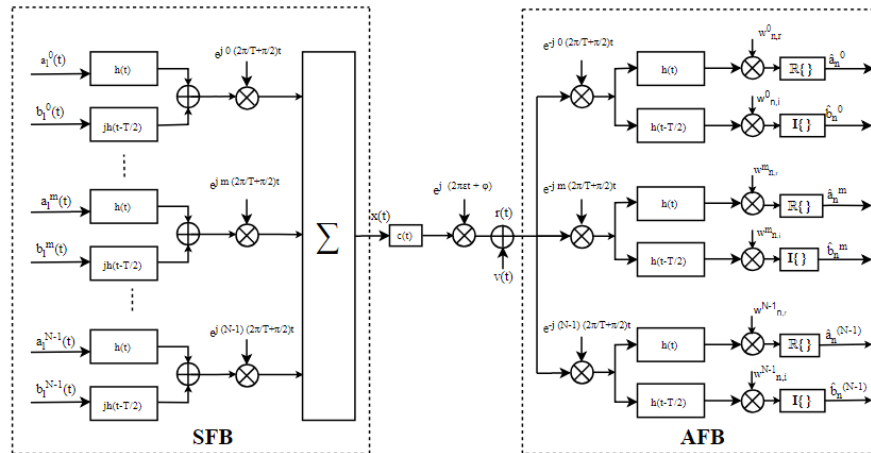
$$c(t) = \sum_{d=0}^{D-1} g_d \delta(r - \tau_d)$$

Taban bantta gerçekleştirilen SMT haberleşme sisteminde, karmaşık veri sinyalleri gönderilirken gerçek ve gerçeks olmayan parçalarına ayrılır. SMT'nin gerekliliklerine uygun olarak aralarında bir sembol süresinin yarısı kadar fark olan ayrı iki prototip süzgeçlerden geçirilir ve elde edilen sonuçlar toplanır. SMT'de alt taşıyıcılar arasında $\frac{1}{T}$ kadar fark olmasından dolayı $e^{jk(2\pi\frac{t}{T} + \frac{\pi}{2})}$ karmaşık taşıyıcıları ile modüle edilir. Elde edilen alt taşıyıcılar alınan sinyallerden AWGN kanalda olduğu gibi $x(t)$ denklem 3.2'de oluşturulur.

Gönderilen sinyal, frekans seçici bir kanaldan geçer ve bu işlem sırasında kanalın frekans seçici özelliğinden dolayı meydana gelen yol gecikmelerinden etkilenir. Frekans kayması, faz kayması ve kanal gecikmeleri nedeniyle bozulan sinyal alıcı tarafında demodüle edildikten sonra verici tarafındakine eş prototip süzgeçlerden geçirilir. Elde edilen sinyaller $\frac{1}{T}$ zamanlarında örneklenir ve uygun eşitleyicilerden geçirilir. Son olarak eşitlenmiş sinyallerin gerçek ve gerçeks olmayan parçaları alınarak tahmini veri sembolleri elde edilir. Anlatılanlar Şekil 3.10'de detaylı bir şekilde görülebilir.

Frekans seçici kanalda yapılan çıkarımlarda [35] makalesi referans alınarak, makaledeki gibi kanalın frekans seçici özelliklerinin ihmal edileceği varsayımı yapılmadan oluşturulansistem modeli detaylı bir şekilde analiz edilmiştir.

Frekans seçici kanalda alınan sinyal $r(t)$;



Şekil 3.10. Frekans seçici kanalda SMT Alıcı ve Verici Bloğu

$$r(t) = (x(t) \star c(t))e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} + v(t)$$

$x(t)$ ve $c(t)$ yerine koyulduğunda $r(t)$;

$$r(t) = \left(\sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left((a_l^k h(t - lT) + j b_l^k h(t - lT - \frac{T}{2})) e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} \right) \star \sum_{d=0}^{D-1} g_d \delta(t - \tau_d) \right) e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} + v(t)$$

Alınan sinyali elde edebilmek için gönderilen sinyal ve kanalın evrişimi alınır.

$$r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi\frac{\tau_d}{T}} e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} \left(a_l^k h(t - \tau_d - lT) e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} + j b_l^k h(t - \tau_d - lT - \frac{T}{2}) e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} \right) + v(t) \quad (3.40)$$

Tahmini veri sembolleri frekans seçici bir kanalda alınan sinyalden elde edilirken ideal koşullar altında sadece kanal gecikmesine maruz kalır. Fakat ideal olmayan durumlarda kanal gecikmelerine ek olarak CFO ve TO'den etkilenir. Bu durumda semboller elde edilirken girişimlerin oluşmasına neden olur. AWGN kanalda olduğu gibi, frekans seçici kanalda da semboller arası ve taşıyıcılar arası girişim olarak adlandırılan bu etkiler sistem performansında ciddi düşüşlere ve hatalı sonuçların alınmasına neden olur. Tahmini veri sembollerinin ideal olmayan koşullarda elde edilmesi sonucu azalan sistem performansı, sadece TO'nun varlığı, sadece CFO'nun varlığı ve CFO ile TO'nun varlığı durumları ayrı ayrı incelenecektir.

3.2.1 Komşu zaman ve frekans binlerinde eşleştirilmiş süzgeç çıktılarının çıkarımı ($\epsilon = 0, \tau \neq 0, \phi = 0$)

Sadece zaman kaymasının varlığında frekans seçici bir kanalda gönderilen sinyal alıcı tarafına geçerken herhangi bir frekans kaymasının etkisi altında kalmadığı düşünülen durumda değişen alıcı sinyali, gönderilen sinyal ile kanalın evrişim sonucuna gürültü sinyalinin eklenmesi sonucunda bulunur.

$$r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi\frac{\tau_d}{T}} \left(a_l^k h(t - \tau_d - lT) e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} + j b_l^k h(t - \tau_d - lT - \frac{T}{2}) e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} \right)$$

Alınan sinyallerden tahmini veri sembollerini elde edebilmek için, bulunan alıcı sinyal denklem 3.4'de yerine koyulur. Çıkan sonuç ile alıcı süzgeci evrişim işlemi yapılır ve $t = nT - \tau$ 'da örneklenir tahmini veri sembolleri elde edilir.

Tahmini veri sembolünün gerçek olan kısmında alınan sinyal $r(t)$ yerine koyulup alıcı süzgeci ile evrişim işlemi yapıldığında;

$$\hat{a}_n^m = \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_l^k h(u - lT - \tau_d) + jb_l^k h(u - lT - \frac{T}{2} - \tau_d) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi u}{T} + \frac{\pi}{2})} h(t - u) du \right\} + v_{n,r}^m$$

SMT'de kullanılan süzgeçlerin simetri özelliğinden dolayı $h(t - u) = h(u - t)$ olarak alınır. Sinyal $t = nT - \tau$ zamanında örneklenir ve $l = l + n$ ve $u - nT = t$ değişken değiştirmeleri yapılır.

$$\hat{a}_n^m = \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k h(t - lT - \tau_d) + jb_{l+n}^k h(t - lT - \frac{T}{2} - \tau_d) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} h(t + \tau) dt \right\} + v_{n,r}^m$$

Kanal yol gecikmesinin etkisinin sadece alıcı tarafındaki süzgeçlerde görülebilmesi için $t - \tau_d = t$ değişken değiştirmesi yapıldığında tahmini veri sembolünün gerçek olan kısmı bulunur.

$$\hat{a}_n^m = \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k h(t - lT) + jb_{l+n}^k h(t - lT - \frac{T}{2}) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+\tau_d) + \frac{\pi}{2})} h(t + \tau_d + \tau) dt \right\} + v_{n,r}^m \quad (3.41)$$

Aynı işlemler tahmini veri sembolünün gerçek olmayan kısmını bulabilmek için de yapılır.

$$\hat{b}_n^m = \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} \int_{-\infty}^{\infty} \left(a_{l+n}^k h(t - lT + \frac{T}{2}) + jb_{l+n}^k h(t - lT) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+\tau_d) + \frac{3\pi}{2})} h(t + \tau_d + \tau) dt \right\} + v_{n,i}^m \quad (3.42)$$

Yukarıdaki denklemlerde görülen $v_{n,r}^m$ ve $v_{n,i}^m$, AWGN kanal modelinde olduğu gibi v_n^m karmaşık gütültüsünün gerçek ve gerçeksiz kısımlarıdır.

Frekans seçici kanalda kanal değişkenliğini önleyebilmek için eşitleyiciler kullanılır. Kullanılan kanalın, sinyali bozan etkileni önlemek için eşitleyiciler $w_{n,r}^m = \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}}$ ve $w_{n,i}^m = \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}}$ olarak seçilir.

Zaman kaymasından etkilenen gerçek ve gerçeksiz kısımları elde edilen m. alt taşıyıcı ve n. semboldeki tahmin edilen sinyal $\hat{s}_n^m = \hat{a}_n^m + j\hat{b}_n^m$, bilgi taşıyan kısım ve girişimler sonucunda oluşan kısım denklem 3.43'de gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} \hat{s}_n^m = & a_n^m \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} \int_{-\infty}^{\infty} h(t) h(t + \tau_d + \tau) dt \right\} \\ & + j b_n^m \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} \int_{-\infty}^{\infty} h(t) h(t + \tau_d + \tau) dt \right\} \\ & + \xi_{ISI}(0, \tau) + \xi_{ICI}(0, \tau) + v_n^m \end{aligned} \quad (3.43)$$

Semboller arası girişim $\xi_{ISI}(0, \tau)$ hesaplanması

Frekans seçici kanallarda semboller arası girişim bulunurken aynı alt taşıyıcı üzerinden, farklı zamanlardaki sembollerden gelen girişimlere bakılır.

$$\begin{aligned} \xi_{ISI}(0, \tau) = & \sum_{l=-\infty, l \neq 0}^{\infty} \left(a_l^m \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} \int_{-\infty}^{\infty} h(t - (l - n)T) h(t + \tau_d + \tau) dt \right\} \right. \\ & \left. + j b_l^m \Re \left\{ w_{n,i}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} \int_{-\infty}^{\infty} h(t - (l - n)T) h(t + \tau_d + \tau) dt \right\} \right) \\ & - \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(b_l^m \Im \left\{ w_{n,r}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} \int_{-\infty}^{\infty} h(t - (l - n)T - \frac{T}{2}) h(t + \tau_d + \tau) dt \right\} \right. \\ & \left. - j a_l^m \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} \int_{-\infty}^{\infty} h(t - (l - n)T + \frac{T}{2}) h(t + \tau_d + \tau) dt \right\} \right) \end{aligned}$$

$\xi_{ISI}(0, \tau)$ genel denklemi oluşturulurken giriş ve çıkışta birbirinin eşdeğeri olan simetrik süzgeçler ($h(t) = h(-t)$), birbirinin merkeze göre simetrisi şeklinde ayarlanır. Bu simetri

koşulunun sağlanabilmesi için $\xi_{ISI}(0, \tau)$ eşitliğinde aşağıdaki değişken değiştirmeler yapılır.

- 1 ve 2. integrallerde $t = t - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2} + \frac{(l-n)}{2}$

- 3. integralde $t = t - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2} + \frac{(l-n)}{2} + \frac{T}{4}$

- 4. integralde $t = t - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2} + \frac{(l-n)}{2} - \frac{T}{4}$

$$\begin{aligned}
 \xi_{ISI}(0, \tau) = & \sum_{l=-\infty, l \neq 0}^{\infty} \left(a_l^m \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
 & \left. \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \frac{(l-n)}{2}T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n)}{2}T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) dt \right\} \\
 & + j b_l^m \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \\
 & \left. \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \frac{(l-n)}{2}T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n)}{2}T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) dt \right\} \right) \\
 & - \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(b_l^m \Im \left\{ w_{n,r}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
 & \left. \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \frac{(l-n)}{2}T - \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n)}{2}T + \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) dt \right\} \\
 & - j a_l^m \Re \left\{ w_{n,i}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \\
 & \left. \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \frac{(l-n)}{2}T + \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n)}{2}T - \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) dt \right\} \right)
 \end{aligned} \tag{3.44}$$

Frekans değişiminin ($k - m = 0$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum

Verilen değerler denklem 3.44'da yerine koyulduğunda ve eşitleme işlemi $w_{n,r}^m = \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}}$ ve $w_{n,i}^m = \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}}$ değerleri seçilerek yapıldığında komşu sembollerden gelen girişim etkisi elde edilir.

$$\begin{aligned}
\xi_{ISI}(0, \tau) = & a_{n+2r+1}^m \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2}T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2}T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) dt \right) \right\} \\
& + jb_{n+2r+1}^m \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2}T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2}T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) dt \right) \right\} \\
& - b_{n+2r+1}^m \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2}T - \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2}T + \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) dt \right) \right\} \\
& + ja_{n+2r+1}^m \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2}T + \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2}T - \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) dt \right) \right\}
\end{aligned} \tag{3.45}$$

Zaman kaymasının meydana getirdiği semboller arası girişim denklem 3.45'de verilmiştir. Zaman kaymasının değişimine bağlı olarak bulunan $\xi_{ISI}(0, \tau)$, seçilen kanalın güç gecikme profillerine göre farklılık gösterir.

Taşıyıcılar arası girişim $\xi_{ICI}(0, \tau)$ hesaplanması

Frekans seçici kanallarda taşıyıcılar arası girişimi bulabilmek için sinyalin farklı frekans ve zaman binlerindeki komşulukları üzerinden gelen girişimlere bakılır.

$$\begin{aligned} \xi_{ICI}(0, \tau) = & \sum_{k=0, k \neq 0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(a_l^k \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\ & \left. \int_{-\infty}^{\infty} h(t - (l-n)T) h(t + \tau_d + \tau) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+\tau_d) + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & + j b_l^k \Re \left\{ w_{n,i}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \\ & \left. \int_{-\infty}^{\infty} h(t - (l-n)T) h(t + \tau_d + \tau) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+\tau_d) + \frac{3\pi}{2})} dt \right\} \\ & - b_l^k \Im \left\{ w_{n,r}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \\ & \left. \int_{-\infty}^{\infty} h(t - (l-n)T - \frac{T}{2}) h(t + \tau_d + \tau) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+\tau_d) + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & + j a_l^k \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \\ & \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} h(t - (l-n)T + \frac{T}{2}) h(t + \tau_d + \tau) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+\tau_d) + \frac{3\pi}{2})} dt \right\} \right) \end{aligned}$$

Frekans seçmeli kanalda $\xi_{ICI}(0, \tau)$ eşitliğinde genel bir denklem oluşturabilmek için alıcı ve verici tarafında kullanılan birbirinin eşdeğeri olan simetrik süzgeçler ($h(t) = h(-t)$), birbirinin merkeze göre simetrisi şekide aşağıdaki değişken değiştirmeler yapılarak ayarlanır.

- 1 ve 2. integrallerde $t = t - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2} + \frac{(l-n)}{2}$
- 3. integralde $t = t - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2} + \frac{(l-n)}{2} + \frac{T}{4}$

- 4. integralde $t = t - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2} + \frac{(l-n)}{2} - \frac{T}{4}$

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(0, \tau) = & \sum_{k=0, k \neq l}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(a_l^k \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) \\
& \left. \left. e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{(l-n)}{2} + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \right. \\
& + j b_l^k \Re \left\{ w_{n,i}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) \\
& \left. \left. e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{(l-n)}{2} + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \frac{3\pi}{2})} dt \right\} \right. \\
& - b_l^k \Im \left\{ w_{n,r}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) \\
& \left. \left. e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{(l-n)}{2} + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \pi)} dt \right\} \right. \\
& + j a_l^k \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \frac{(l-n)}{2} T + \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + \frac{(l-n)}{2} T - \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) \\
& \left. \left. e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{(l-n)}{2} + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \pi)} dt \right\} \right)
\end{aligned} \tag{3.46}$$

Frekans değişiminin ($k - m = 1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r$) çift sayı olduğu durum

Verilen değerler denklem 3.46'da yerine koyulduğunda ve eşitleme işlemi $w_{n,r}^m = \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}}$ ve $w_{n,i}^m = \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}}$ değerleri seçilerek yapıldığında bir sonraki sonraki frekans komşuluğu, çift zamanlardaki zaman komşuluğundaki taşıyıcılardan gelen girişim

etkisi elde edilir.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(0, \tau) = & a_{n+2r}^{m+1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} h(t - rT - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \frac{\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& + j b_{n+2r}^{m+1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} h(t - rT - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \frac{3\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& - b_{n+2r}^{m+1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} h(t - rT - \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT + \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \pi)} dt \right) \right\} \\
& + j a_{n+2r}^{m+1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} h(t - rT + \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT - \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \pi)} dt \right) \right\}
\end{aligned} \tag{3.47}$$

Frekans değişiminin ($k - m = 1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum

Verilen değerler $\xi_{ICI}(0, \tau)$ genel denklemini 3.46'da yerine koyulur ve eşitleme işlemi için $w_{n,r}^m = \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}}$ ve $w_{n,i}^m = \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}}$ değerleri seçilir. Bu işlemler ile bir sonraki sonraki frekans komşuluğu ve tek zamanlardaki zaman komşuluğundaki taşıyıcılardan

gelen girişim etkisi elde edilir.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(0, \tau) = & a_{n+2r+1}^{m+1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2}T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2}T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) \\
& \left. \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}\right) + \frac{3\pi}{2}\right)} dt \right) \right\} \\
& + j b_{n+2r+1}^{m+1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2}T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2}T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) \\
& \left. \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}\right) + \frac{\pi}{2}\right)} dt \right) \right\} \\
& - b_{n+2r+1}^{m+1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2}T - \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2}T + \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) \\
& \left. \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}\right) + 2\pi\right)} dt \right) \right\} \\
& + j a_{n+2r+1}^{m+1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2}T + \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2}T - \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) \\
& \left. \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}\right) + 2\pi\right)} dt \right) \right\}
\end{aligned} \tag{3.48}$$

Frekans değişiminin ($k - m = -1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r$) çift sayı olduğu durum

Verilen değerler $\xi_{ICI}(0, \tau)$ genel denklemi 3.46'da yerine koyulur ve önceki durum ile aynı eşitleme işlemi yapılarak incelenen noktalardan gelen taşıyıcılar arası girişim bu-

lunur.

$$\begin{aligned}
 \xi_{ICl}(0, \tau) = & a_{n+2r}^{m-1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
 & \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} h(t - rT - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \frac{\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
 & + j b_{n+2r}^{m-1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
 & \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} h(t - rT - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \frac{3\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
 & - b_{n+2r}^{m-1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
 & \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} h(t - rT - \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT + \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \pi)} dt \right) \right\} \\
 & + j a_{n+2r}^{m-1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
 & \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} h(t - rT + \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT - \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \pi)} dt \right) \right\}
 \end{aligned} \tag{3.49}$$

Frekans değişiminin ($k - m = -1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum

Frekans ve zaman değişimi için belirtilen değerler denklem 3.46'da yerine koyulup, gerekli eşitleme işlemi bir önceki durumdaki gibi yapıldığında bakılan bölgeden gelen

taşıyıcılar arası girişim bulunur.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(0, \tau) = & a_{n+2r+1}^{m-1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \frac{(2r+1)}{2} T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + \frac{(2r+1)}{2} T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) \\
& \left. \left. e^{j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \frac{3\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& + j b_{n+2r+1}^{m-1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \frac{(2r+1)}{2} T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + \frac{(2r+1)}{2} T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) \\
& \left. \left. e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \frac{\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& - b_{n+2r+1}^{m-1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \frac{(2r+1)}{2} T - \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + \frac{(2r+1)}{2} T + \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) \\
& \left. \left. e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + 2\pi)} dt \right) \right\} \\
& + j a_{n+2r+1}^{m-1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} \right. \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \frac{(2r+1)}{2} T + \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + \frac{(2r+1)}{2} T - \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) \\
& \left. \left. e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + 2\pi)} dt \right) \right\}
\end{aligned} \tag{3.50}$$

Toplam taşıyıcılar arası girişim tüm komşulukları kapsamak için bakılan 4 farklı noktaya göre hesaplanan denklemlerin toplamı ile elde edilir. Toplam $\xi_{ICI}(0, \tau)$ 'ın zaman kayması τ 'ya göre olan durumu farklı DPA'leri olan kanal modelleri için incelenmiştir. Kanalların yol gecikmeleri ve yol kazançlarının değişimi, $\xi_{ICI}(0, \tau)$ 'nın τ 'ya göre tepkisini etkiler. Bu değişim bir sonraki bölümde her model için incelenecektir.

Zaman kaymasının artması sistemdeki taşıyıcılar arası girişimin artmasına sebep olur ve sistem performansını düşürür. Zaman kayması varlığındaki toplam girişim, $\xi_{ISI}(0, \tau)$

ve $\sum \xi_{ICI}(0, \tau)$ 'in toplamları ile elde edilir. Toplam girişimin sinyal gücüne oranının zaman ofseti τ 'ya göre değişimini farklı kanal modelleri için incelenmiştir. Her model için olan sonuçlar bir sonraki bölümde gösterilmiştir.

3.2.2 Komşu zaman ve frekans binlerinde eşleştirilmiş süzgeç çıktıların çıkarımı ($\epsilon \neq 0, \tau = 0, \phi = 0$)

Frekans seçici bir kanalda yapılan iletişimde CFO'nun varlığında, kanal ile gönderilen sinyalin evrişimi sonucu elde edilen sinyal taşıyıcı frekans ofseti $e^{j2\pi\epsilon t}$ den kaynaklı bozulmalar yaşar. CFO ve gürültü etkisi altındaki alınan sinyal denklem 3.51 gibi yazılabilir.

$$r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi\frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi\epsilon t} \left(a_l^k h(t - \tau_d - lT) e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} + jb_l^k h(t - \tau_d - lT - \frac{T}{2}) e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} \right) + v(t) \quad (3.51)$$

Tahmini sembollerin elde edilebilmesi için alınan sinyal denklem 3.4'de yerine koyulur. Çıkan sonucun alıcı süzgeci ile evrişim işlemi yapılır ve $t = nT$ 'da örneklenerek tahmini veri sembolleri elde edilir.

Tahmini veri sembolünün gerçek olan kısmının bulunabilmesi için anlatılan işlemler yapılır.

$$\hat{a}_n^m = \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi\frac{\tau_d}{T}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon u} \left(a_l^k h(u - lT - \tau_d) + jb_l^k h(u - lT - \frac{T}{2} - \tau_d) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi u}{T} + \frac{\pi}{2})} h(t - u) du \right\} + v_{n,r}^m$$

SMT'de kullanılan süzgecin simetri özelliğinden dolayı $h(t-u) = h(u-t)$ olarak alınabilir, $t = nT$ 'da örneklenen sinyalde sadece alıcı tarafındaki süzgecin kanal yol gecikmesine bağlı olması için $l = l + n$ ve $u - nT = t + \tau_d$ değişken değiştirmeleri yapılır.

$$\hat{a}_n^m = \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi\frac{\tau_d}{T}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+nT+\tau_d)} \left(a_{l+n}^k h(t - lT) + jb_{l+n}^k h(t - lT - \frac{T}{2}) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+\tau_d) + \frac{\pi}{2})} h(t + \tau_d) dt \right\} + v_{n,r}^m \quad (3.52)$$

Yukarıdaki işlemler tahmini veri sembolünün gerçek olmayan kısmına da yapılır.

$$\hat{b}_n^m = \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon(t+nT+\frac{T}{2}+\tau_d)} \left(a_{l+n}^k h(t-IT+\frac{T}{2}) + jb_{l+n}^k h(t-IT) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+\tau_d)+\frac{3\pi}{2})} h(t+\tau_d) dt \right\} + v_{n,i}^m \quad (3.53)$$

Yukarıdaki denkelmerde görülen $v_{n,i}^m$ ve $v_{n,i}^m$, v_n^m karmaşık gütültüsünün gerçek ve gerçeksiz parçalarıdır.

Frekans seçici kanalda kanal değişkenliğini önlemek için eşitleyiciler kullanılır. Kullanılacak eşitleyiciler, zaman kayması olduğu durum ile aynı olarak seçilir. Alınan sinyalden elde edilen, eşitleme işlemi yapılmış tahmini sembol denklem 3.54'de gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} \hat{s}_n^m = & a_n^m \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon(t+nT+\tau_d)} h(t) h(t+\tau_d) dt \right\} \\ & + jb_n^m \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon(t+(n+\frac{1}{2})T+\tau_d)} h(t) h(t+\tau_d) dt \right\} \quad (3.54) \\ & + \xi_{ISI}(\epsilon, 0) + \xi_{ICI}(\epsilon, 0) + v_n^m \end{aligned}$$

CFO'nun varlığında semboller arası ve taşıyıcılar arası girişime neden olan, çeşitli zaman ve frekans komşulukları dikkate alınarak hesaplanan $\xi_{ISI}(\epsilon, 0)$ ve $\xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ sistemin performans analizinin yapılabilmesi için bilinmelidir.

Semboller arası girişim $\xi_{ISI}(\epsilon, 0)$ hesaplanması

Denklem 3.54'de görülen hatalı sonuçlar alınmasına neden olan semboller ve taşıyıcılar arası girişimlerin sistemin analizini yapabilmek için bulunması gerekir.

$$\begin{aligned} \xi_{ISI}(\epsilon, 0) = & \sum_{l=-\infty, l \neq 0}^{\infty} \left(a_l^m \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi\epsilon(nT+\tau_d)} \right. \right. \\ & \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - (l-n)T) h(t + \tau_d) dt \right\} \right. \\ & + j b_l^m \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi\epsilon((n+\frac{1}{2})T+\tau_d)} \right. \\ & \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - (l-n)T) h(t + \tau_d) dt \right\} \right) \\ & - \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(b_{l+n}^m \Im \left\{ w_{n,r}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi\epsilon(nT+\tau_d)} \right. \right. \\ & \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - (l-n)T - \frac{T}{2}) h(t + \tau_d) dt \right\} \right. \\ & - j a_l^m \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi\epsilon((n+\frac{1}{2})T+\tau_d)} \right. \\ & \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - (l-n)T + \frac{T}{2}) h(t + \tau_d) dt \right\} \right) \end{aligned}$$

$\xi_{ISI}(\epsilon, 0)$ genel denklemini oluşturmak için, AWGN kanal modelinde olduğu gibi burada da alıcı ve verici tarafındaki süzgeçlerin simetrik hale gelmesi aşağıdaki değişken değiş-tirmeler yapılarak sağlanır.

- 1 ve 2. integrallerde $t = t - \frac{\tau_d}{2} + \frac{(l-n)}{2}T$,
- 3. integralde $t = t - \frac{\tau_d}{2} + \frac{(l-n)}{2}T + \frac{T}{4}$,
- 4. integralde ise $t = t - \frac{\tau_d}{2} + \frac{(l-n)}{2}T - \frac{T}{4}$

$$\begin{aligned}
\xi_{ISI}(\epsilon, 0) = & \sum_{l=-\infty, l \neq 0}^{\infty} \left(a_l^m \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon (\frac{(l+n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2})} \right. \right. \\
& \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{\tau_d}{2}) h(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2}) dt \right\} \\
& + j b_l^m \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon (\frac{(l+n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{2})} \right. \\
& \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{\tau_d}{2}) h(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2}) dt \right\} \Bigg) \\
& - \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(b_l^m \Im \left\{ w_{n,r}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon (\frac{(l+n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4})} \right. \right. \\
& \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{\tau_d}{2} - \frac{T}{4}) h(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4}) dt \right\} \\
& - j a_l^m \Re \left\{ w_{n,i}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon (\frac{(l+n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4})} \right. \\
& \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4}) h(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} - \frac{T}{4}) dt \right\} \Bigg)
\end{aligned} \tag{3.55}$$

Frekans değişiminin $k - m = 0$ ve zaman değişiminin $l - n = 2r + 1$ tek sayı olduğu durum Verilen frekans ve zaman değişim değerler denklem 3.55'da yerine koyulduğunda ve eşitleme işlemi denklem 3.54'deki gibi seçilerek yapıldığında komşu sembol-

lerden gelen girişim etkisi elde edilir.

$$\begin{aligned}
\xi_{ISI}(\epsilon, 0) = & a_{n+2r+1}^m \Re \left\{ \sum_{d'=0}^{D-1} g'_d \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon \left(\frac{(2r'+1)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} \right)} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2} T - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2} T + \frac{\tau_d}{2}\right) dt \right) \right\} \\
& + j b_{n+2r+1}^m \Re \left\{ \sum_{d'=0}^{D-1} g'_d \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon \left(\frac{(2r'+1)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{2} \right)} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2} T - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2} T + \frac{\tau_d}{2}\right) dt \right) \right\} \\
& - b_{n+2r+1}^m \Im \left\{ \sum_{d'=0}^{D-1} g'_d \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon \left(\frac{(2r'+1)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4} \right)} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2} T - \frac{\tau_d}{2} - \frac{T}{4}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4}\right) dt \right) \right\} \\
& + j a_{n+2r+1}^m \Im \left\{ \sum_{d'=0}^{D-1} g'_d \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon \left(\frac{(2r'+1)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4} \right)} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2} T - \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} - \frac{T}{4}\right) dt \right) \right\}
\end{aligned} \tag{3.56}$$

CFO nedeni ile oluşan semboller arası girişim denkem 3.56'de verilmiştir. CFO'nun değişimine bağlı olarak $\xi_{ISI}(\epsilon, 0)$ değişimi seçilen kanalların güç gecikme profillerine göre farklılık gösterir.

Taşıyıcılar arası girişim $\xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ hesaplanması

$$\begin{aligned} \xi_{ICI}(\epsilon, 0) = & \sum_{k=0, k \neq 0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(a_l^k \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon (nT + \tau_d)} \right. \right. \\ & \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h(t - (l - n)T) h(t + \tau_d) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t + \tau_d) + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & + j b_l^k \Re \left\{ w_{n,i}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon ((n + \frac{1}{2})T + \tau_d)} \right. \\ & \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h(t - (l - n)T) h(t + \tau_d) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t + \tau_d) + \frac{3\pi}{2})} dt \right\} \\ & - b_l^k \Im \left\{ w_{n,r}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon (nT + \tau_d)} \right. \\ & \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h(t - (l - n)T - \frac{T}{2}) h(t + \tau_d) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t + \tau_d) + \frac{\pi}{2})} dt \right\} \\ & + j a_l^k \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon ((n + \frac{1}{2})T + \tau_d)} \right. \\ & \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h(t - (l - n)T + \frac{T}{2}) h(t + \tau_d) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t + \tau_d) + \frac{3\pi}{2})} dt \right\} \right) \end{aligned}$$

$\xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ eşitlikte alıcı ve verici süzgeçleri arasında simetriyi sağlamak için sırası ile aşağıdaki değişken değiştirmeler yapılır.

- 1 ve 2. integrallerde $t = t - \frac{\tau_d}{2} + \frac{(l - n)}{2} T$,
- 3. integralde $t = t - \frac{\tau_d}{2} + \frac{(l - n)}{2} T + \frac{T}{4}$,
- 4. integralde ise $t = t - \frac{\tau_d}{2} + \frac{(l - n)}{2} T - \frac{T}{4}$

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, 0) = & \sum_{k=0, k \neq 0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(a_l^k \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon (\frac{(l+n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2})} \right. \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{\tau_d}{2}) h(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2}) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + \frac{(l-n)}{2} T) + \frac{\pi}{2})} dt \left. \right\} \\
& + j b_l^k \Re \left\{ w_{n,i}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon (\frac{(l+n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{2})} \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{\tau_d}{2}) h(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2}) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + \frac{(l-n)}{2} T) + \frac{3\pi}{2})} dt \left. \right\} \\
& - b_l^k \Im \left\{ w_{n,r}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon (\frac{(l+n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4})} \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{\tau_d}{2} - \frac{T}{4}) h(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4}) \\
& e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{T}{4}) + \frac{\pi}{2})} dt \left. \right\} \\
& + j a_l^k \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon (\frac{(l+n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4})} \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4}) h(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} - \frac{T}{4}) \\
& e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + \frac{(l-n)}{2} T - \frac{T}{4}) + \frac{3\pi}{2})} dt \left. \right\} \Big)
\end{aligned}$$

Analizi yapılacak $\xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ tüm denklemler için eşitleme işlemi 3.54'deki gibi seçilerek yapılır.

Frekans değişiminin ($k - m = 1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r$) çift sayı olduğu durum İncelenen bölgedeki taşıyıcılar arası girişimi elde etmek için frekans

ve zaman değışim değeri $\xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ genel denkleminde yerine koyulur.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, 0) = & a_{n+2r}^{m+1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi\epsilon(r'T + \frac{\tau_d}{2})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - rT - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT + \frac{\tau_d}{2}) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + rT) + \frac{\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& + j b_{n+2r}^{m+1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi\epsilon(r'T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{2})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - rT - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT + \frac{\tau_d}{2}) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + rT) + \frac{3\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& - b_{n+2r}^{m+1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi\epsilon(r'T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - rT - \frac{\tau_d}{2} - \frac{T}{4}) h(t + rT + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4}) \right. \right. \\
& \left. \left. e^{j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + rT + \frac{T}{4}) + \frac{\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& + j a_{n+2r}^{m+1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi\epsilon(r'T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - rT - \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4}) h(t + rT + \frac{\tau_d}{2} - \frac{T}{4}) \right. \right. \\
& \left. \left. e^{j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + rT - \frac{T}{4}) + \frac{3\pi}{2})} dt \right) \right\}
\end{aligned} \tag{3.57}$$

Frekans değışiminin ($k - m = -1$) ve zaman değışiminin ($l - n = 2r$) çift sayı olduğu durum Verilen değeri taşıyıcılar arası girişim için bulunan genel denkleminde yerine koyulduğunda bir önceki frekans komşuluğundan gelen çift zaman değışimindeki gi-

rişim elde edilir.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, 0) = & a_{n+2r}^{m-1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi\epsilon(r'T + \frac{\tau_d}{2})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - rT - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT + \frac{\tau_d}{2}) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + rT) + \frac{\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& + j b_{n+2r}^{m-1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi\epsilon(r'T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{2})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - rT - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT + \frac{\tau_d}{2}) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + rT) + \frac{3\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& - b_{n+2r}^{m-1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi\epsilon(r'T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - rT - \frac{\tau_d}{2} - \frac{T}{4}) h(t + rT + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4}) \right. \right. \\
& \left. \left. e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + rT + \frac{T}{4}) + \frac{\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& + j a_{n+2r}^{m-1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi\epsilon(r'T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - rT - \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4}) h(t + rT + \frac{\tau_d}{2} - \frac{T}{4}) \right. \right. \\
& \left. \left. e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + rT - \frac{T}{4}) + \frac{3\pi}{2})} dt \right) \right\}
\end{aligned} \tag{3.58}$$

Frekans değişiminin ($k - m = 1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum Verilen değerler denklem 3.2.2'da yerine koyulduğunda bir sonraki

frekans komşuluğundan gelen tek zaman değişimindeki girişim elde edilir.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, 0) = & a_{n+2r+1}^{m+1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi\epsilon(\frac{(2r'+1)}{2}T + \frac{\tau_d}{2})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2}T - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2}T + \frac{\tau_d}{2}\right) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + \frac{(2r+1)}{2}T) + \frac{\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& + j b_{n+2r+1}^{m+1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi\epsilon(\frac{(2r'+1)}{2}T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{2})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2}T - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2}T + \frac{\tau_d}{2}\right) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + \frac{(2r+1)}{2}T) + \frac{3\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& - b_{n+2r+1}^{m+1} \Im \left\{ \sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi\epsilon(\frac{(2r'+1)}{2}T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2}T - \frac{\tau_d}{2} - \frac{T}{4}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2}T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4}\right) \right. \right. \\
& \left. \left. e^{j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + \frac{(2r+1)}{2}T + \frac{T}{4}) + \frac{\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& + j a_{n+2r+1}^{m+1} \Im \left\{ \sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi\epsilon(\frac{(2r'+1)}{2}T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2}T - \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2}T + \frac{\tau_d}{2} - \frac{T}{4}\right) \right. \right. \\
& \left. \left. e^{j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + \frac{(2r+1)}{2}T - \frac{T}{4}) + \frac{3\pi}{2})} dt \right) \right\}
\end{aligned} \tag{3.59}$$

Frekans değişiminin ($k - m = -1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum Verilen değerler denklem 3.2.2'da yerine koyulduğunda bir önceki fre-

kans komşuluğundan gelen tek zaman değişimindeki girişim elde edilir.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, 0) = & a_{n+2r+1}^{m-1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon (\frac{(2r'+1)}{2} T + \frac{\tau_d}{2})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h(t - \frac{(2r+1)}{2} T - \frac{\tau_d}{2}) h(t + \frac{(2r+1)}{2} T + \frac{\tau_d}{2}) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + \frac{(2r+1)}{2} T) + \frac{\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& + j b_{n+2r+1}^{m-1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon (\frac{(2r'+1)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{2})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h(t - \frac{(2r+1)}{2} T - \frac{\tau_d}{2}) h(t + \frac{(2r+1)}{2} T + \frac{\tau_d}{2}) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + \frac{(2r+1)}{2} T) + \frac{3\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& - b_{n+2r+1}^{m-1} \Im \left\{ \sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon (\frac{(2r'+1)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h(t - \frac{(2r+1)}{2} T - \frac{\tau_d}{2} - \frac{T}{4}) h(t + \frac{(2r+1)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4}) \right. \right. \\
& \left. \left. e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + \frac{(2r+1)}{2} T + \frac{T}{4}) + \frac{\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& + j a_{n+2r+1}^{m-1} \Im \left\{ \sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon (\frac{(2r'+1)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h(t - \frac{(2r+1)}{2} T - \frac{\tau_d}{2} + \frac{T}{4}) h(t + \frac{(2r+1)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} - \frac{T}{4}) \right. \right. \\
& \left. \left. e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} + \frac{(2r+1)}{2} T - \frac{T}{4}) + \frac{3\pi}{2})} dt \right) \right\}
\end{aligned} \tag{3.60}$$

Toplam taşıyıcılar arası girişim tüm komşulukları kapsamak için bakılan 4 farklı noktaya göre hesaplanan denklemlerin toplamı ile elde edilir. Toplam $\xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ 'ın frekans ofseti ϵ 'ya göre olan üç farklı kanal modeli ile incelenmiştir. Kanalların yol gecikmeleri ve yol kazançları farkı değişimi $\xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ 'nın değişmesine neden olur. Bu değişim bir sonraki bölümde her model için incelenecektir.

CFO'nun artması sistemdeki $\xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ 'ın artmasına sebep olur ve performansı düşürür. Zaman kayması varlığındaki toplam girişim, $\xi_{ISI}(\epsilon, 0)$ ve $\sum \xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ 'in toplamı ile elde edilir. Sinyal gücünün toplam girişime oranının zaman ofseti ϵ 'ya göre değişimini farklı kanal modelleri için bir sonraki bölümde incelenecektir.

3.2.3 Komşu zaman ve frekans binlerinde eşleştirilmiş süzgeç çıktılarının çıkarımı($\epsilon \neq 0, \tau \neq 0, \phi \neq 0$)

Frekans seçici bir kanalda yapılan iletişimde ideal olmayan koşullar altında kanal ile gönderilen sinyalin evrişimi sonucu elde edilen sinyal CFO, TO ve faz kaymasından dolayı bozulmalara maruz kalır.

$$r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} \left(a_l^k h(t - \tau_d - lT) e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} + j b_l^k h(t - \tau_d - lT - \frac{T}{2}) e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} \right) + v(t) \quad (3.61)$$

Bulunan alıcı sinyal, denklem 3.4'de yerine koyulur. Çıkan sonucun alıcı süzgeci ile evrişim işlemi yapılır ve $t = nT - \tau$ 'da örneklendiğinde tahmini veri sembolleri elde edilir. Bir önceki kısımdakine benzer değişken değiştirmeler yapılır ve alınan sinyalden tahmini veri sembolünün gerçek kısmı 3.62, gerçek olmayan kısmı 3.63'de elde edilir.

$$\hat{a}_n^m = \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+nT+\tau_d)} \left(a_{l+n}^k h(t - lT) + j b_{l+n}^k h(t - lT - \frac{T}{2}) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+\tau_d) + \frac{\pi}{2})} h(t + \tau_d + \tau) dt \right\} + v_{n,r}^m \quad (3.62)$$

$$\hat{b}_n^m = \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+nT+\frac{T}{2}+\tau_d)} \left(a_{l+n}^k h(t - lT + \frac{T}{2}) + j b_{l+n}^k h(t - lT) \right) e^{j(k-m)(\frac{2\pi}{T}(t+\tau_d) + \frac{3\pi}{2})} h(t + \tau_d + \tau) dt \right\} + v_{n,i}^m \quad (3.63)$$

Frekans seçici kanalda ideal olmayan durumlarda elde edilen tahmini sinyal denklem 3.64'de gösterilmiştir. $\hat{s}_n^m = \hat{a}_n^m + j\hat{b}_n^m$

$$\begin{aligned} \hat{s}_n^m = & a_n^m \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+nT+\tau_d)} h(t) h(t + \tau_d + \tau) dt \right\} \\ & + j b_n^m \Re \left\{ w_{n,i}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon(t+(n+\frac{1}{2})T+\tau_d)} h(t) h(t + \tau_d + \tau) dt \right\} \\ & + \xi_{ISI}(\epsilon, \tau) + \xi_{ICI}(\epsilon, \tau) + v_n^m \end{aligned} \quad (3.64)$$

İdeal olmayan durumda, sinyali bozan girişimlerin tahmini semboller üzerindeki etkisini bulabilmek için $\xi_{ISI}(\epsilon, \tau)$ ve $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$ hesaplanmalıdır.

Semboller arası girişim $\xi_{ISI}(\epsilon, \tau)$ hesaplanması

Sadece zaman kaymasının ve sadece frekans kaymasının olduğu durumlara benzer değişken değiştirmeler yapılarak semboller arası girişim için genel bir denklem oluşturulur.

$$\begin{aligned}
 \xi_{ISI}(\epsilon, \tau) = & \sum_{l=-\infty, l \neq 0}^{\infty} \left(a_l^m \Re \left\{ w_{n,r}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon \left(\frac{(l+n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2} \right)} e^{j\phi} \right. \right. \\
 & \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h\left(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) dt \right\} \\
 & + j b_l^m \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon \left(\frac{(l+n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2} + \frac{\tau}{2} \right)} e^{j\phi} \right. \\
 & \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h\left(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) dt \right\} \Bigg) \\
 & - \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(b_l^m \Im \left\{ w_{n,r}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon \left(\frac{(l+n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2} + \frac{\tau}{4} \right)} e^{j\phi} \right. \right. \\
 & \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h\left(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) dt \right\} \\
 & - j a_l^m \Im \left\{ w_{n,i}^m \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jm2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j2\pi \epsilon \left(\frac{(l+n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2} + \frac{\tau}{4} \right)} e^{j\phi} \right. \\
 & \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h\left(t - \frac{(l-n)}{2} T + \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n)}{2} T - \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) dt \right\} \Bigg)
 \end{aligned} \tag{3.65}$$

Denklemden kullanılan eşitleyiciler denklem 3.54'deki eşitleme işlemi dikkate alınarak yapılır.

Frekans değişiminin ($k - m = 0$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum Aynı frekans bininde tek zamanlar üzerinden bulunan $\xi_{ISI}(\epsilon, \tau)$, sis-

temdeki toplam semboller arası girişimi verir.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, \tau) = & \sum_{k=0, k \neq 0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(a_l^k \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi \epsilon \left(\frac{(l+n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2} \right)} \right. \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h\left(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) \\
& \left. e^{j(k-m)\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + \frac{(l-n)}{2} + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}\right) + \frac{\pi}{2}\right)} dt \right\} \\
& + j b_l^k \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi \epsilon \left(\left(\frac{(l+n)}{2} T + \frac{\tau}{2}\right) + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2} \right)} \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h\left(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) \\
& \left. e^{j(k-m)\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + \frac{(l-n)}{2} + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}\right) + \frac{3\pi}{2}\right)} dt \right\} \\
& - b_l^k \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi \epsilon \left(\left(\frac{(l+n)}{2} T + \frac{T}{4}\right) + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2} \right)} \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h\left(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) \\
& \left. e^{j(k-m)\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + \frac{(l-n)}{2} + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}\right) + \pi\right)} dt \right\} \\
& + j a_l^k \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi \epsilon \left(\left(\frac{(l+n)}{2} T - \frac{T}{4}\right) + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2} \right)} \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h\left(t - \frac{(l-n)}{2} T + \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n)}{2} T - \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) \\
& \left. e^{j(k-m)\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + \frac{(l-n)}{2} + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}\right) + \pi\right)} dt \right\} \Bigg) \tag{3.66}
\end{aligned}$$

Taşıyıcılar arası girişim $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$ hesaplanması

Önceki analizlere benzer değişken değiştirmeler yapılarak ideal olmayan durumda taşıyıcılar arası girişim $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$ genel denklemi elde edilir.

$$\begin{aligned}
 \xi_{ICI}(\epsilon, \tau) = & \sum_{k=0, k \neq 0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(a_l^k \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi\epsilon \left(\frac{(l+n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2} \right)} \right. \right. \\
 & \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h\left(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) \\
 & \left. e^{j(k-m)\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}\right) + \frac{\pi}{2}\right)} dt \right\} \\
 & + j b_l^k \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi\epsilon \left(\left(\frac{(l+n)}{2} T + \frac{\tau}{2}\right) + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2} \right)} \right. \\
 & \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h\left(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) \\
 & \left. e^{j(k-m)\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}\right) + \frac{3\pi}{2}\right)} dt \right\} \\
 & - b_l^k \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi\epsilon \left(\left(\frac{(l+n)}{2} T + \frac{\tau}{4}\right) + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2} \right)} \right. \\
 & \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h\left(t - \frac{(l-n)}{2} T - \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) \\
 & \left. e^{j(k-m)\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}\right) + \pi\right)} dt \right\} \\
 & + j a_l^k \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-jk2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi\epsilon \left(\left(\frac{(l+n)}{2} T - \frac{T}{4}\right) + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2} \right)} \right. \\
 & \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h\left(t - \frac{(l-n)}{2} T + \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(l-n)}{2} T - \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) \\
 & \left. e^{j(k-m)\left(\frac{2\pi}{T}\left(t + \frac{(l-n)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}\right) + \pi\right)} dt \right\} \right) \quad (3.67)
 \end{aligned}$$

Frekans değişiminin ($k - m = 1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r$) çift sayı olduğu durum İncelenilen bölgedeki noktalar $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$ genel denkleminde yerine koyulur ve

bu bölgeden gelen taşıyıcılar arası girişim gücü bulunur.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, \tau) = & a_{n+2r}^{m+1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi\epsilon(r'T + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - rT - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \frac{\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& + j b_{n+2r}^{m+1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi\epsilon((r'T + \frac{T}{2}) + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - rT - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \frac{3\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& - b_{n+2r}^{m+1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi\epsilon((r'T + \frac{T}{4}) + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - rT - \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT + \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \pi)} dt \right) \right\} \\
& + j a_{n+2r}^{m+1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi\epsilon((r'T - \frac{T}{4}) + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2})} \right. \right. \\
& \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - rT + \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT - \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) e^{j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \pi)} dt \right) \right\}
\end{aligned} \tag{3.68}$$

Frekans değişiminin ($k - m = -1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r$) çift sayı olduğu durum Frekans ve zaman değişimi için bakılacak noktalar $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$ genel denklemi

3.67'de yerine koyularak taşıyıcılar arası girişim bulunur.

$$\begin{aligned}
 \xi_{ICI}(\epsilon, \tau) = & a_{n+2r}^{m-1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi\epsilon(r'T + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2})} \right. \right. \\
 & \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - rT - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \frac{\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
 & + j b_{n+2r}^{m-1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi\epsilon((r'T + \frac{\tau}{2}) + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2})} \right. \right. \\
 & \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - rT - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \frac{3\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
 & - b_{n+2r}^{m-1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi\epsilon((r'T + \frac{\tau}{4}) + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2})} \right. \right. \\
 & \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - rT - \frac{\tau}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT + \frac{\tau}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \pi)} dt \right) \right\} \\
 & + j a_{n+2r}^{m-1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi\epsilon((r'T - \frac{\tau}{4}) + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2})} \right. \right. \\
 & \left. \left. \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - rT + \frac{\tau}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + rT - \frac{\tau}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \pi)} dt \right) \right\}
 \end{aligned} \tag{3.69}$$

Frekans değişiminin ($k-m=1$) ve zaman değişiminin ($l-n=2r+1$) tek sayı olduğu durum Değerler denklem 3.67'de yerine koyulduğunda, hatalı sonuçlar alınmasına

neden olan bakılan bölgede meydana gelen taşıyıcılar arası girişim gücü bulunur.

$$\begin{aligned}
 \xi_{ICI}(\epsilon, \tau) = & a_{n+2r+1}^{m+1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi \epsilon \left(\frac{(2r'+1)}{2} T + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2} \right)} \right. \right. \\
 & \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2} T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2} T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) \\
 & \left. \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T} \left(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}\right) + \frac{3\pi}{2}\right)} dt \right) \right\} \\
 & + j b_{n+2r+1}^{m+1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi \epsilon \left(\left(\frac{(2r'+1)}{2} T + \frac{\tau}{2}\right) + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2} \right)} \right. \right. \\
 & \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2} T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2} T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) \\
 & \left. \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T} \left(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}\right) + \frac{\pi}{2}\right)} dt \right) \right\} \\
 & - b_{n+2r+1}^{m+1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi \epsilon \left(\left(\frac{(2r'+1)}{2} T + \frac{\tau}{4}\right) + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2} \right)} \right. \right. \\
 & \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2} T - \frac{\tau}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2} T + \frac{\tau}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) \\
 & \left. \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T} \left(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}\right) + 2\pi\right)} dt \right) \right\} \\
 & + j a_{n+2r+1}^{m+1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m+1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi \epsilon \left(\left(\frac{(2r'+1)}{2} T - \frac{\tau}{4}\right) + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2} \right)} \right. \right. \\
 & \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \epsilon t} h\left(t - \frac{(2r+1)}{2} T + \frac{\tau}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}\right) h\left(t + \frac{(2r+1)}{2} T - \frac{\tau}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}\right) \\
 & \left. \left. e^{j\left(\frac{2\pi}{T} \left(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}\right) + 2\pi\right)} dt \right) \right\}
 \end{aligned} \tag{3.70}$$

Frekans değişiminin ($k - m = -1$) ve zaman değişiminin ($l - n = 2r + 1$) tek sayı olduğu durum Bakılan değerler denklem 3.67'de yerine koyulduğunda bu noktalardan

gelen taşıyıcılar arası girişim elde edilir.

$$\begin{aligned}
\xi_{ICI}(\epsilon, \tau) = & a_{n+2r+1}^{m-1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi\epsilon((\frac{2r'+1}{2})T + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2})} \right. \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi\epsilon t} h(t - \frac{(2r+1)}{2}T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + \frac{(2r+1)}{2}T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) \\
& \left. \left. e^{j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \frac{3\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& + j b_{n+2r+1}^{m-1} \Re \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi\epsilon((\frac{2r'+1}{2})T + \frac{\tau}{2}) + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}} \right) \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - \frac{(2r+1)}{2}T - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + \frac{(2r+1)}{2}T + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) \\
& \left. \left. e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + \frac{\pi}{2})} dt \right) \right\} \\
& - b_{n+2r+1}^{m-1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi\epsilon((\frac{2r'+1}{2})T + \frac{T}{4}) + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}} \right) \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - \frac{(2r+1)}{2}T - \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + \frac{(2r+1)}{2}T + \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) \\
& \left. \left. e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + 2\pi)} dt \right) \right\} \\
& + j a_{n+2r+1}^{m-1} \Im \left\{ \frac{1}{\sum_{d'=0}^{D-1} g_{d'}} \left(\sum_{d=0}^{D-1} g_d e^{-j(m-1)2\pi \frac{\tau_d}{T}} e^{j\phi} e^{j2\pi\epsilon((\frac{2r'+1}{2})T - \frac{T}{4}) + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}} \right) \right. \\
& \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\epsilon t} h(t - \frac{(2r+1)}{2}T + \frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} - \frac{\tau_d}{2}) h(t + \frac{(2r+1)}{2}T - \frac{T}{4} + \frac{\tau}{2} + \frac{\tau_d}{2}) \\
& \left. \left. e^{-j(\frac{2\pi}{T}(t + \frac{\tau_d}{2} - \frac{\tau}{2}) + 2\pi)} dt \right) \right\}
\end{aligned} \tag{3.71}$$

$\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$ için hesaplanan bu dört denklem sonucunda sistemin ideal olmayan bir koşulda maruz kaldığı taşıyıcılar arası girişim görülebilir. Bu sistem performansını düşüren etkilerdeki artış, $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$ 'ı artırır ve bu durum ideal olmayan koşullarda hatalı sonuçlar alınmasına sebep olur. Elde edilen $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$ ve $\xi_{ISI}(\epsilon, \tau)$ değerleri ile frekans seçici kanallarda meydana gelen toplam girişim bulunur.

4. KANAL MODELLERİ

Kanal profili çok yollu bileşenlerin gecikmelerini ve göreceli güçlerini ölçen bir ifadedir. Yapılan analizlerde üç farklı kanal profili kullanılmıştır. Bunlar, düşük yol gecikmeli Genişletilmiş Yaya A modeli (EPA), orta yol gecikmeli Genişletilmiş Taşıt A Modeli (EVA) ve yüksek yol gecikmeli Genişletilmiş Tipik Kentsel Model (ETU) modelidir. Kanalların PDP'leri aşağıdaki tablolarda verilmiştir. SMT sisteminde yapılan analizlerde PDP'leri değişik kanallar kullanılarak, frekans seçici kanallarda sistem performansını bulabilmek için analitik sonuçlar elde edilmiştir. Üç model için sistemin frekans ve zaman kaymasına karşı oluşan girişimler grafikler üzerinden anlatılmıştır.

Çizelge 4.1. EPA kanal modeli

En büyük yol gecikmesi(ns)	Güç(dB)
0	0.0
30	-1.0
70	-2.0
90	-3.0
110	-8.0
190	-17.2
410	-20.8

Çizelge 4.2. EVA kanal modeli

En büyük yol gecikmesi(ns)	Güç(dB)
0	0.0
30	-1.5
150	-1.4
310	-3.6
370	-0.6
710	-9.1
1090	-7.0
1730	-12.0
2510	-16.9

Çizelge 4.3. ETU kanal modeli

En büyük yol gecikmesi(ns)	Güç(dB)
0	-1 ,.0
50	-1.0
120	-1.0
200	0.0
230	0.0
500	0.0
1600	-3.0
2300	-5.0
5000	-7.0

Kanalların gecikme yayılımlarını hesaplamak için kullanılan karekök gecikme yayılımı aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\tau' = \frac{\int_0^\infty \tau A_c(\tau) d\tau}{\int_0^\infty A_c(\tau) d\tau}$$

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\int_0^\infty (\tau - \tau')^2 A_c(\tau) d\tau}{A_c(\int_0^\infty \tau) d\tau}} \quad (4.1)$$

Denklem 4.1'da $A_c(\tau)$ kanalın ortalama gecikmesini ifade eder.

Buna göre hesaplanan kanalların ortalama gecikmeleri, $B = 20MHz$ için şöyledir.

- EPA modeli için

$$N = 64 : \frac{T}{\tau_{rms}} = 74$$

$$N = 256 : \frac{T}{\tau_{rms}} = 296$$

- EVA modeli için

$$N = 64 : \frac{T}{\tau_{rms}} = 9$$

$$N = 256 : \frac{T}{\tau_{rms}} = 35$$

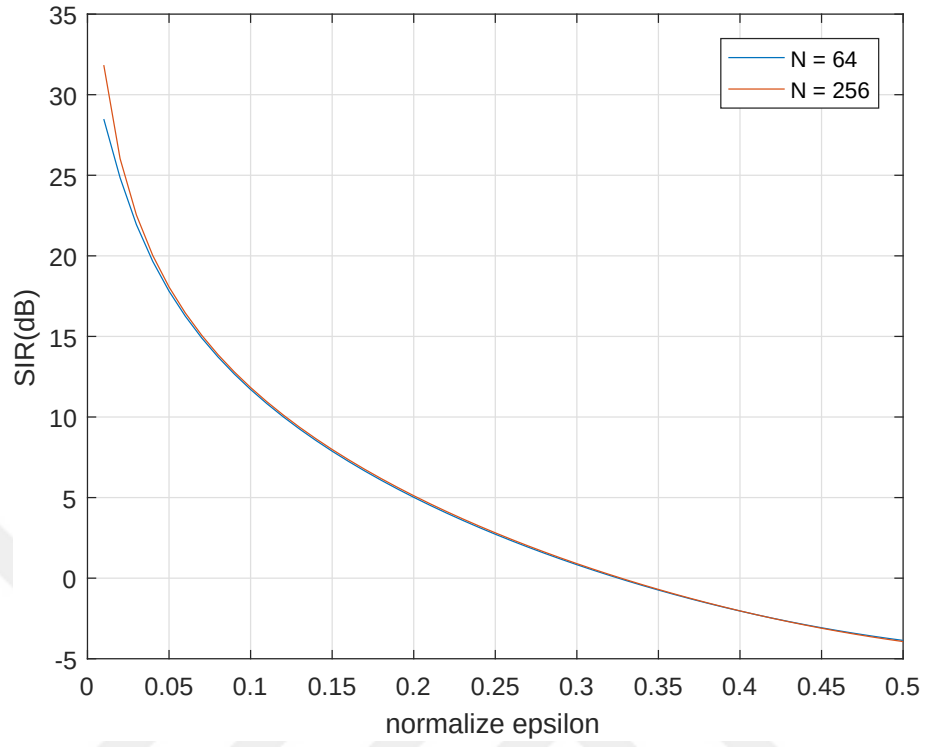
- ETU modeli için

$$N = 64 : \frac{T}{\tau_{rms}} = 8$$

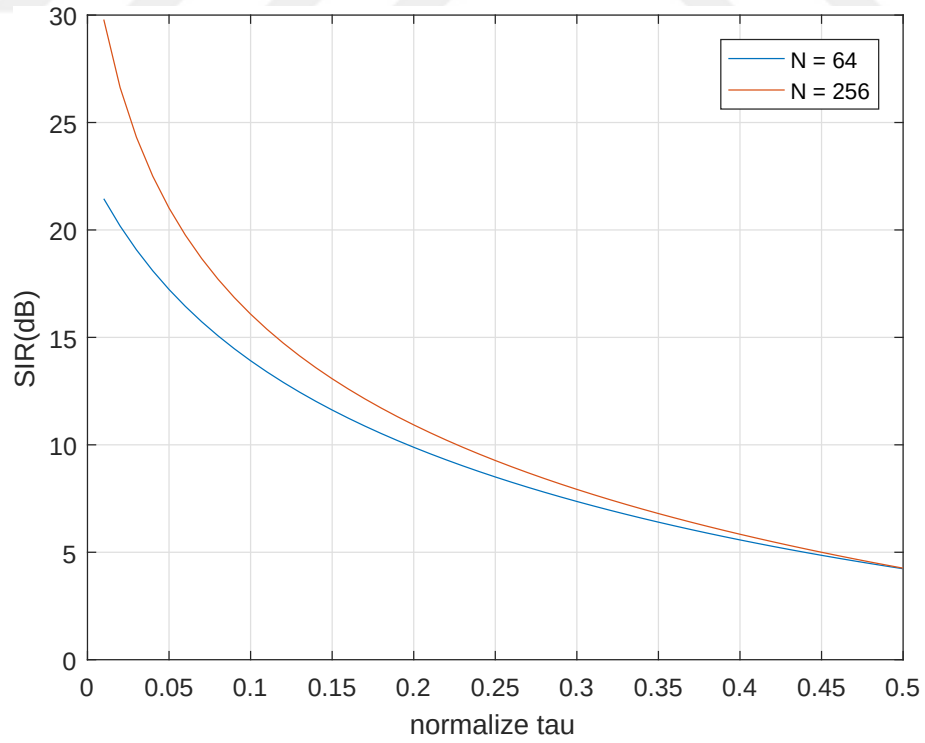
$$N = 256 : \frac{T}{\tau_{rms}} = 30$$

Şekil 4.1'de görüldüğü gibi frekans seçici EPA modeli kanalda SIR ϵ arttıkça azalır. $N = 64$ ve $N = 256$ da çıkan sonuçlar çok benzerdir, kanalın karekök gecikme yayılım değeri sembol süresine göre iki durumda da çok küçüktür, bu yüzden kanalın frekans seçici etkileri sistem performansına yansımaz.

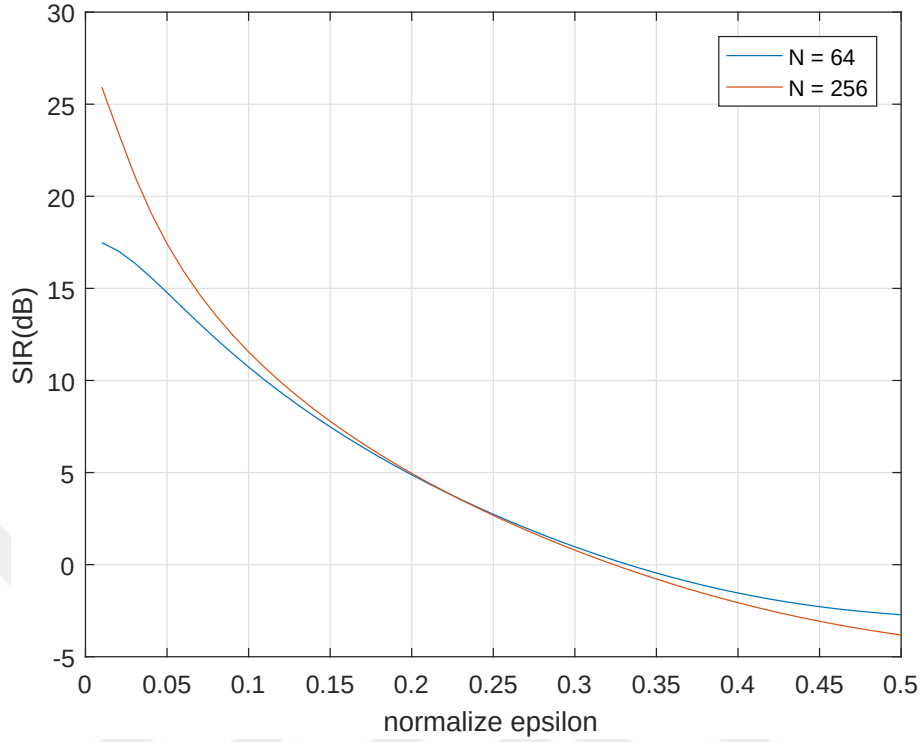
Şekil 4.2'de zaman kayması τ' 'daki artış SIR'ı artırarak sistem performansını düşürür. Bu durum alt taşıyıcı sayısının küçük olduğu durumda kanaldan dolayı az da olsa bir girişim geleceği için sistemde daha fazla performans kaybına neden olur.



Şekil 4.1. EPA model kanalda SIR'ın normalize edilmiş frekans kayması ϵ 'a göre tepkisi



Şekil 4.2. EPA model kanalda SIR'ın normalize edilmiş zaman kayması τ 'a göre tepkisi



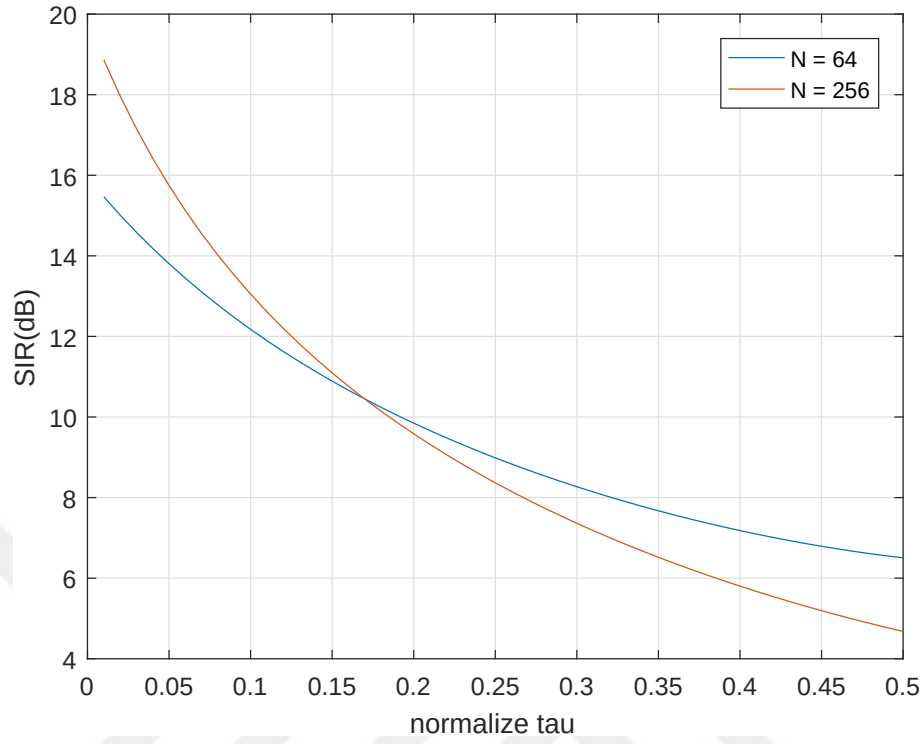
Şekil 4.3. EVA model kanalda SIR'ın normalize edilmiş frekans kayması ϵ 'a göre tepkisi

Şekil 4.3'de görüldüğü gibi bir önceki kanal modeline benzer bir sonuç burada da alınmıştır. Kanalin karekök gecikme yayılım katsayısı bu kanalda daha fazla olduğu için alt taşıyıcı sayısının artması ile sembol süresi düşer ve bu durum daha iyi bir performans elde edilmesini sağlar.

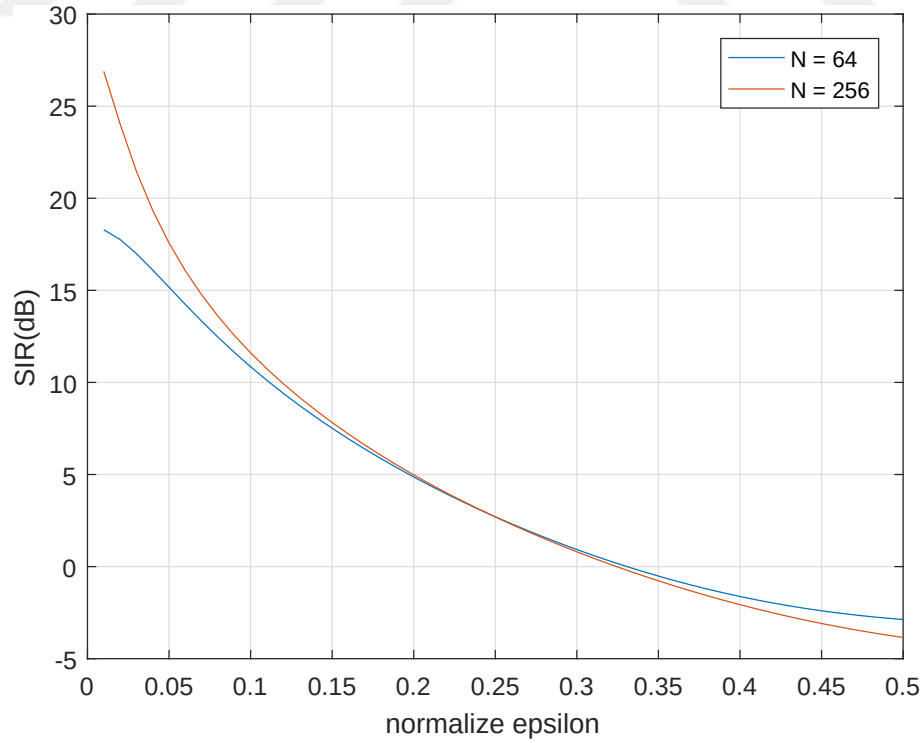
Şekil 4.4'de görüldüğü gibi kanalın gecikme yayılımı semboller arası girişimi artırdığı için SIR'ın τ 'ya göre tepkisinde daha fazla performans düşüşü gözlenmektedir.

Gecikme zamanı daha fazla olan ETU model kanal kullanıldığında sistem performansındaki düşüş Şekil 4.5'de görülebilir.

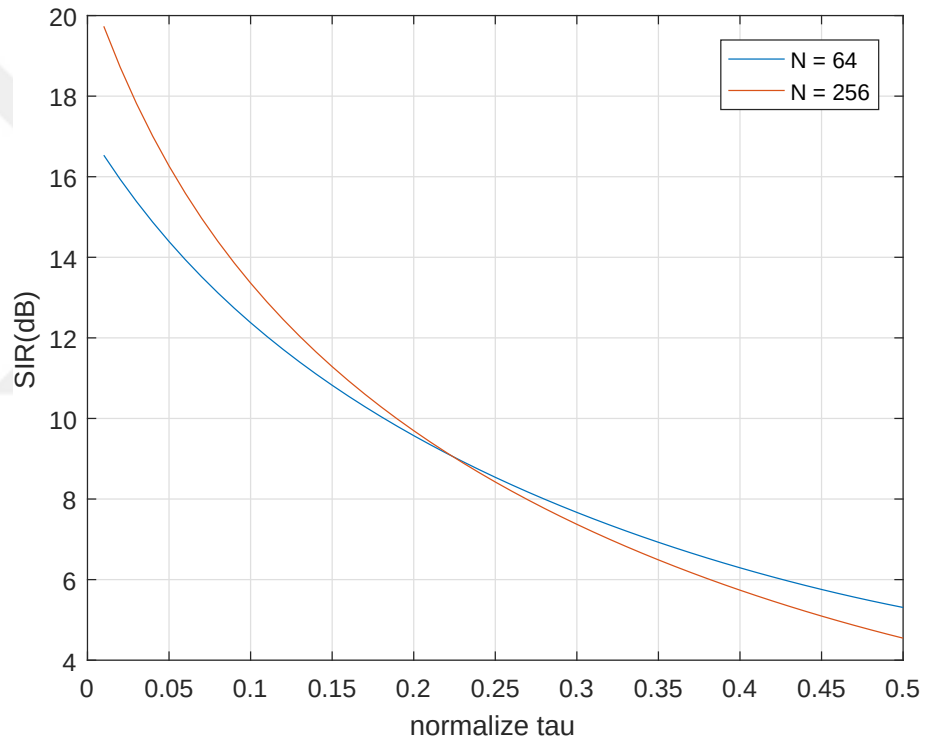
Şekil 4.6'da SIR'ın zaman kayması τ 'nın artmasıyla azaldığı görülebilir. Alt taşıyıcı sayısının artması sembol süresini azaltarak sistem performansını iyileştirir.



Şekil 4.4. EVA model kanalda SIR'ın normalize edilmiş zaman kayması τ 'a göre tepkisi



Şekil 4.5. ETU model kanalda SIR'ın normalize edilmiş frekans kayması ϵ 'a göre tepkisi



Şekil 4.6. ETU model kanalda SIR'ın normalize edilmiş zaman kayması τ 'a göre tepkisi

5. CFO VE TO'NUN OFDM PERFORMANSINA ETKİSİ

OFDM haberleşme sistemlerinin dezavantajlarından biri olan frekans ve zaman kaymasına karşı hassasiyeti sistem performansında ciddi düşüşlere sebep olur. İdeal koşullarda çok başarılı olan bu sistem, ideal olmayan durumlarda girişim gücünün çok yükselmesinden dolayı hatalı sonuçlar alınmasına neden olur. Bu durum AWGN kanaldaki sistem modeli detaylı bir şekilde analiz edilmiştir. Frekans seçmeli kanallarda ise kullanılan simülasyon modeli üzerinden çıkan sonuçlar ile anlatılmıştır. Bu modeller zaman kayması, frekans kayması, hem zaman hem frekans kayması olan durumlarda sinyal ve girişim güçleri bulunarak incelenmiştir.

5.1 AWGN kanalda performans analizi

Taban bantta yapılan bir OFDM haberleşmesinde, karmaşık veri sinyalleri $s_l^k = a_l^k + jb_l^k$ denklem 2.33'den elde edilen dikdörtgen süzgeçlerden geçirilir. Oluşturulan sinyaller aralarında $\frac{1}{T}$ kadar zaman farkı olan $e^{jk(2\pi\frac{t}{T})}$ karmaşık taşıyıcıları kullanılarak modüle edilir. Elde edilen bu alt taşıyıcılar ile gönderilen sinyal oluşturulur.

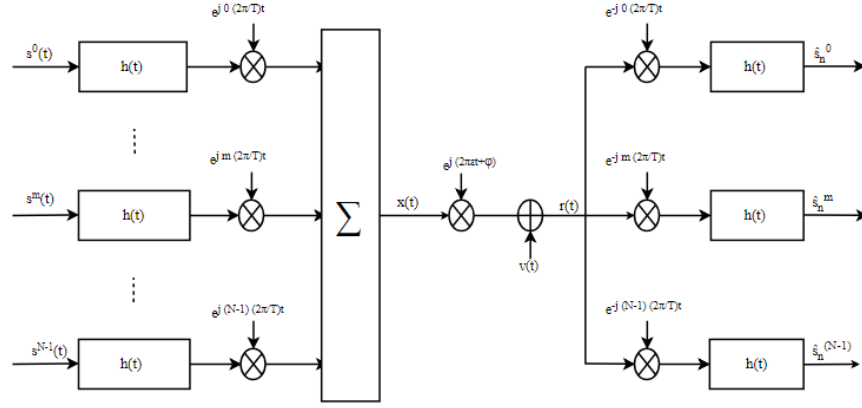
$$x(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} s_l^k h(t - lT) e^{jk(2\pi\frac{t}{T})}. \quad (5.1)$$

Gönderilen sinyal alıcı tarafına AWGN kanal kullanılarak geçer ve alınan sinyal oluşturulur. Alınan sinyal demodüle edilmeden önce frekans ve faz kaymalarının etkisi ile bozulur. Demodüle işlemi yapılan sinyaller verici tarafındakilere eşdeğer süzgeçlerden geçirilir ve $\frac{1}{T}$ zamanlarında örneklenir. AWGN kanal kullanıldığı için herhangi bir eşitleme işlemi yapılmadan örneklenen sinyallerden tahmini veri sembolleri elde edilir. AWGN kanalda iletişim yapılan OFDM alıcı verici bloğu Şekil 5.1'da görülebilir.

5.1.1 Komşu zaman ve frekans binlerinde eşleştirilmiş süzgeç çıktılarının çıkarımı ($\epsilon \neq 0, \tau \neq 0, \phi \neq 0$)

Alınan sinyal $r(t)$ ise frekans ve faz kaymasının etkileri sonucu değişir.

$$r(t) = (x(t) e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)}) + v(t) \quad (5.2)$$



Şekil 5.1. AWGN kanalda OFDM Alıcı ve Verici Bloğu

Tahmini semboller, alınan sinyallerden elde edilebilir.

$$\hat{s}_n^m = \left(r(t) e^{-jm \frac{2\pi t}{T}} \right) \star h(t) \big|_{t=nT-\tau}$$

Alınan sinyal $r(t)$ ile alıcı süzgecine evrişim işlemi yapıldığında;

$$\begin{aligned} \hat{s}_n^m = & \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} s_l^k h(t-lT) e^{j((k-m)\frac{2\pi t}{T})} e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} h(t-nT+\tau) dt \\ & + \int_{-\infty}^{\infty} v_n^m h(t-nT) dt \end{aligned}$$

m. alt taşıyıcıdaki n. sembol açıklığı ile tahmin edilen sinyal $\hat{s}_n^m$ bilgi içeren kısımları ve girişimden kaynaklı parçalar halinde yazılabilir.

$$\hat{s}_n^m = s_n^m \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} h(t) h(t+\tau) dt + \xi_{ISI}(\epsilon, \tau) + \xi_{ICI}(\epsilon, \tau) + v_n^m \quad (5.3)$$

Kullanılan dikdörtgen süzgeç $-\frac{T'}{2}$ den $\frac{T}{2}$ 'ye kadar tanımlıdır. Denklemler bu bilgi dik-kate alınarak çözüldüğünde, tüm girişimlerin etkisi altındayken bulunan sinyal enerjisi

denklem 5.4'deki gibi bulunur.

$$\begin{aligned}\varepsilon(\hat{s}_n^m) &= \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} h(t)h(t+\tau)e^{j(2\pi\epsilon t+\phi)} dt \\ &= \frac{e^{j(2\pi\epsilon(T-\tau)+\phi)}}{j2\pi\epsilon}\end{aligned}\quad (5.4)$$

Semboller arası girişim $\xi_{ISI}(\epsilon, \tau)$ hesaplanması

Gönderilen karmaşık sinyal $s_n^m = a_l^m + jb_l^m$ olarak ayrılabilir.

Semboller arası girişim;

$$\xi_{ISI}(\epsilon, \tau) = \sum_{l=-\infty, l \neq 0}^{\infty} (a_l^m + jb_l^m) \int_{-\infty}^{\infty} h(t-lT)h(t-nT+\tau)e^{j(2\pi\epsilon t+\phi)} dt$$

Bu ifade $l - n$ zamanlar arası farkın değerlerine göre değişiklik gösterir. Bir tanesi sabit tutularak diğeri üzerinden zaman değişimi bulunabilir. Bakılan zaman indeksi $n = 0$ olarak alınır ve gönderilen zaman indeksi l 'nin değişik komşuluklara bakılır.

$l = 1$ için $\xi_{ISI}(\epsilon, \tau)$

$$\xi_{ISI}(\epsilon, \tau) = (a_1^m + jb_1^m) \int_{-\infty}^{\infty} h(t-T)h(t+\tau)e^{j(2\pi\epsilon t+\phi)} dt = 0$$

Eşitlikteki $\int_{-\infty}^{\infty} h(t-\tau)h(t-lT)dt$ integralinde $h(t-T)$ dikdörtgen süzgeci $\frac{T}{2}$ den $\frac{3T}{2}$ ye tanımlı, $h(t+\tau)$ süzgeci ise $(-\frac{T}{2}-\tau)$ 'dan $(\frac{T}{2}-\tau)$ 'ya kadar tanımlıdır ve ikisinin tanımlı olduğu ortak bir alan olmadığı için sonuç 0 olarak bulunur.

$l = -1$ için $\xi_{ISI}(\epsilon, 0)$

$$\begin{aligned}
 \xi_{ISI}(\epsilon, \tau) &= (a_{-1}^m + jb_{-1}^m) \int_{-\infty}^{\infty} h(t+T)h(t+\tau)e^{j(2\pi\epsilon t+\phi)} dt \\
 &= (a_{-1}^m + jb_{-1}^m) \int_{-\frac{T}{2}-\tau}^{-\frac{T}{2}} e^{j(2\pi\epsilon t+\phi)} dt \\
 &= (a_{-1}^m + jb_{-1}^m) \frac{e^{j(2\pi\epsilon\tau+\phi)}}{j2\pi\epsilon}
 \end{aligned} \tag{5.5}$$

Yapılan hesaplamalara toplam $\xi_{ISI}(\epsilon, \tau)$ denklem 5.5'de verimiştir.

Taşıyıcılar arası girişim $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$

OFDM sisteminde bulunan taşıyıcılar arası girişim şu şekilde bulunabilir.

$$\begin{aligned}
 \xi_{ICI}(\epsilon, \tau) &= \sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} (a_l^k + jb_l^k) \int_{-\infty}^{\infty} h(t-nT+\tau)h(t-lT) \\
 &\quad e^{j(k-m)(\frac{2\pi t}{T})} e^{j(2\pi\epsilon t+\phi)} dt
 \end{aligned} \tag{5.6}$$

Bu ifade $l-n$ zaman farkı ve $k-m$ frekans farkının değerlerine göre değişiklik gösterir. Bu farklarda bir tanesi sabit tutularak diğeri üzerinden zaman değişimi bulunabilir. Alınan sinyalin frekans ve zaman indeksleri m ve n sabit kabul edilip $m = 0$, $n = 0$ alınırsa, gönderilen sinyalin zaman ve frekans indeksleri k ve l 'nin farklı değerlerine göre yapılan incelenme aşağıda görülebilir.

Aynı zaman aralığında ($l = 0$) ve bir sonraki komşu frekansta ($k = 1$)

$$\begin{aligned}
 \xi_{ICI}(\epsilon, \tau) &= (a_1^0 + jb_1^0) \int_{-\infty}^{\infty} h(t+\tau)h(t)e^{j(\frac{2\pi t}{T})} e^{j(2\pi\epsilon t+\phi)} dt \\
 &= (a_1^0 + jb_1^0) \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}-\tau} e^{j(\frac{2\pi t}{T})} e^{j(2\pi\epsilon t+\phi)} dt \\
 &= (a_1^0 + jb_1^0) \left(\frac{e^{j(2\pi(T-\tau)(\epsilon+\frac{1}{T})+\phi)}}{j2\pi(\epsilon+\frac{1}{T})} \right)
 \end{aligned}$$

Aynı zaman aralığında ($l = 0$) ve bir önceki komşu frekansta ($k = -1$)

$$\begin{aligned}
 \xi_{ICI}(\epsilon, \tau) &= (a_{-1}^0 + jb_{-1}^0) \int_{-\infty}^{\infty} h(t + \tau) h(t) e^{-j(\frac{2\pi t}{T})} e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} dt \\
 &= (a_{-1}^0 + jb_{-1}^0) \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2} - \tau} e^{-j(\frac{2\pi t}{T})} e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} dt \\
 &= (a_{-1}^0 + jb_{-1}^0) \left(\frac{e^{j(2\pi(T-\tau)(\epsilon - \frac{1}{T}) + \phi)}}{j2\pi(\epsilon - \frac{1}{T})} \right)
 \end{aligned}$$

Bir sonraki zaman aralığında ($l = 1$) ve bir sonraki komşu frekansta ($k = 1$)

$$\xi_{ICI}(\epsilon, \tau) = (a_1^1 + jb_1^1) \int_{-\infty}^{\infty} h(t + \tau) h(t - T) e^{j(\frac{2\pi t}{T})} e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} dt = 0$$

İntegraldeki süzgeçlerin tanım aralıkları çakışmadığı için sonuç 0 olarak bulunur.

Bir sonraki zaman aralığında ($l = 1$) ve bir önceki komşu frekansta ($k = -1$)

$$\xi_{ICI}(\epsilon, \tau) = (a_1^{-1} + jb_1^{-1}) \int_{-\infty}^{\infty} h(t + \tau) h(t - T) e^{-j(\frac{2\pi t}{T})} e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} dt = 0$$

İntegraldeki süzgeçlerin tanım aralıkları çakışmadığı için sonuç 0 olarak bulunur.

Bir önceki zaman aralığında ($l = -1$) ve bir sonraki komşu frekansta ($k = 1$)

$$\begin{aligned}
 \xi_{ICI}(\epsilon, \tau) &= (a_{-1}^1 + jb_{-1}^1) \int_{-\infty}^{\infty} h(t + \tau) h(t + T) e^{j(\frac{2\pi t}{T})} e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} dt \\
 &= (a_{-1}^1 + jb_{-1}^1) \int_{-\frac{T}{2} - \tau}^{-\frac{T}{2}} e^{j(\frac{2\pi t}{T})} e^{j(2\pi\epsilon t + \phi)} dt \\
 &= (a_{-1}^1 + jb_{-1}^1) \left(\frac{e^{j(2\pi(\epsilon + \frac{1}{T})\tau + \phi)}}{j2\pi(\epsilon + \frac{1}{T})} \right)
 \end{aligned}$$

Bir önceki zaman aralığında ($l = -1$) ve bir önceki komşu frekansta ($k = -1$)

$$\begin{aligned}
 \xi_{ICI}(\epsilon, \tau) &= (a_{-1}^1 + jb_{-1}^1) \int_{-\infty}^{\infty} h(t + \tau) h(t + T) e^{-j(\frac{2\pi t}{T})} e^{j(2\pi \epsilon t + \phi)} dt \\
 &= (a_{-1}^1 + jb_{-1}^1) \int_{-\frac{T}{2}-\tau}^{-\frac{T}{2}} e^{-j(\frac{2\pi t}{T})} e^{j(2\pi \epsilon t + \phi)} dt \\
 &= (a_{-1}^1 + jb_{-1}^1) \left(\frac{e^{j(2\pi(\epsilon - \frac{1}{T})\tau + \phi)}}{j2\pi(\epsilon - \frac{1}{T})} \right)
 \end{aligned}$$

Yapılan hesaplamalar sonucunda bulunan toplam $\xi_{ICI}(\epsilon, \tau)$

$$\begin{aligned}
 \xi_{ICI}(\epsilon, \tau) &= (a_1^0 + jb_1^0) \left(\frac{e^{j(2\pi(T-\tau)(\epsilon + \frac{1}{T}) + \phi)}}{j2\pi(\epsilon + \frac{1}{T})} \right) + (a_{-1}^0 + jb_{-1}^0) \left(\frac{e^{j(2\pi(T-\tau)(\epsilon - \frac{1}{T}) + \phi)}}{j2\pi(\epsilon - \frac{1}{T})} \right) \\
 &\quad + (a_{-1}^1 + jb_{-1}^1) \left(\frac{e^{j(2\pi(\epsilon + \frac{1}{T})\tau + \phi)}}{j2\pi(\epsilon + \frac{1}{T})} \right) + (a_{-1}^{-1} + jb_{-1}^{-1}) \left(\frac{e^{j(2\pi(\epsilon - \frac{1}{T})\tau + \phi)}}{j2\pi(\epsilon - \frac{1}{T})} \right) \quad (5.7)
 \end{aligned}$$

5.1.2 Komşu zaman ve frekans binlerinde eşleştirilmiş süzgeç çıktılarının çıkarımı ($\epsilon = 0, \tau \neq 0, \phi = 0$)

Frekans, zaman ve faz kaymalarının olduğu durumda toplam semboller arası girişim denklem 5.5'de ve toplam taşıyıcılar arası girişim denklem 5.7'de bulunmuştur. Frekans ve faz kaymasının olmadığı durumda ($\epsilon = 0, \phi = 0$) sadece zaman kaymasından dolayı meydana gelen girişim elde edilir.

Toplam semboller arası girişim;

$$\begin{aligned}
 \xi_{ISI}(0, \tau) &= (a_{-1}^m + jb_{-1}^m) \frac{e^{j(2\pi \epsilon \tau + \phi)}}{j2\pi \epsilon} \\
 &= \lim_{\epsilon \rightarrow \infty} (a_{-1}^m + jb_{-1}^m) \frac{e^{j(2\pi \epsilon \tau + \phi)}}{j2\pi \epsilon} \quad (5.8) \\
 &= \tau.
 \end{aligned}$$

Toplam taşıyıcılar arası girişim;

$$\begin{aligned} \xi_{ICI}(0, \tau) = & (a_1^0 + jb_1^0) \left(T \frac{e^{-j2\pi\tau}}{j2\pi} \right) + (a_{-1}^0 + jb_{-1}^0) \left(-T \frac{e^{j2\pi\tau}}{j2\pi} \right) \\ & + (a_{-1}^1 + jb_{-1}^1) \left(T \frac{e^{j2\pi\tau}}{j2\pi} \right) + (a_{-1}^{-1} + jb_{-1}^{-1}) \left(-T \frac{e^{-j2\pi\tau}}{j2\pi} \right) \end{aligned} \quad (5.9)$$

??

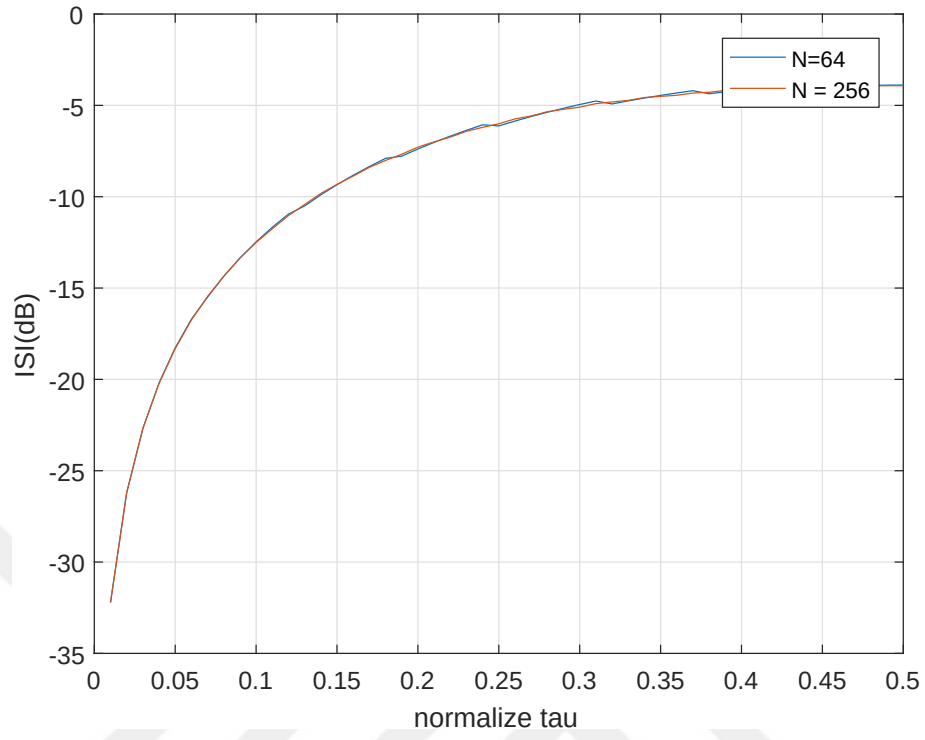
$s_n^m = a_l^m + jb_l^m$ ifadesini tekrar hatırlayacak olursak eşitlikte bulunan her a, b çifti s_n^m sembolüne eşittir. Bu sembolün farklı zaman ve frekanslardaki ağırlıkları eşit olduğu için denklem ??'de 0 sonucunu verir. Sadece zaman kaymasının olduğu durumda sinyal enerjisi denklem 5.10'de bulunur.

$$\begin{aligned} \varepsilon(\hat{s}_n^m) &= \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} h(t)h(t+\tau)dt \\ \varepsilon(\hat{s}_n^m) &= T - \tau. \end{aligned} \quad (5.10)$$

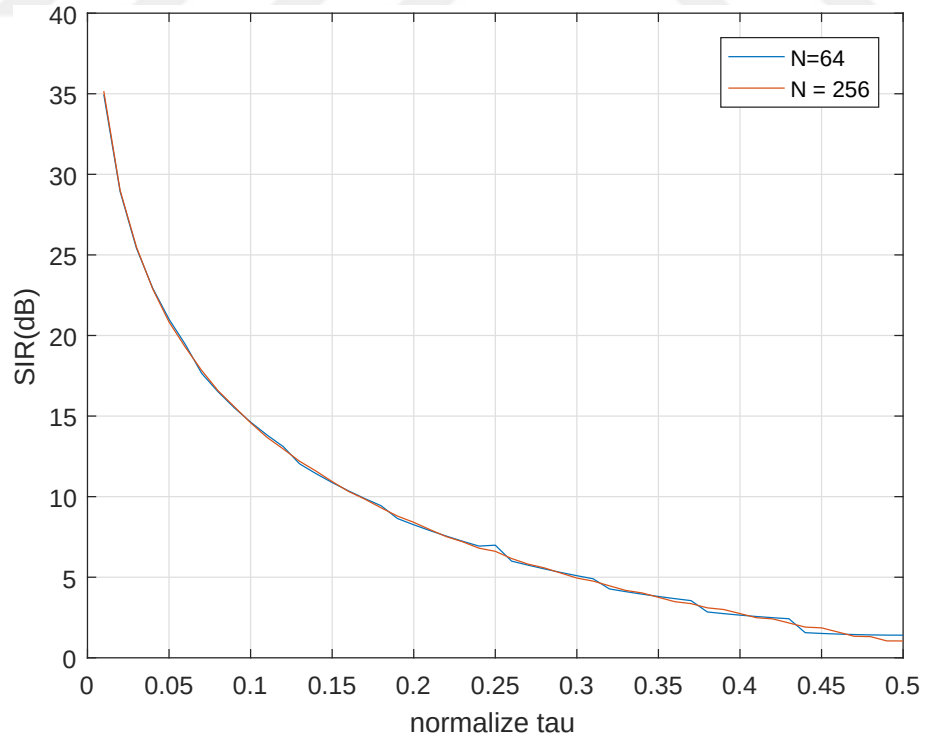
OFDM haberleşme sisteminde sadece zaman kaymasının varlığı taşıyıcılar arası girişime neden olmaz. Bulunan semboller arası girişimin farklı alt taşıyıcı sayılarında zaman kayması τ ile olan ilişkisi Şekil 5.2'de görülebilir.

Şekilde görüldüğü gibi τ 'nın artması sistemdeki ISI'nın artmasına sebep olur. Ayrıca alt taşıyıcı sayısındaki artış normalize edilmiş τ 'ya göre incelendiğinde ISI 'ın değişmediği görülür. CFO'nun olmadığı durumda TO'nun OFDM sistem performansına etkisi Şekil 5.3'de görülebilir.

Zaman kayması τ 'daki artış Şekil 5.2'de görüldüğü gibi girişim gücünü artırdığı için sinyal gücünün sistemdeki girişim gücüne oranı azalmıştır. Alt taşıyıcı sayısı arttıkça girişim gücü artarken, sinyal gücü de artacağı için bu oran değişmez ve SIR 'ın normalize edilmiş τ 'ya göre tepkisinin alt taşıyıcı sayısına bağlı olmadığı görülür.



Şekil 5.2. OFDM sisteminde TO varlığında meydana gelen ISI



Şekil 5.3. OFDM sisteminde TO varlığında elde edilen SIR

5.1.3 Komşu zaman ve frekans binlerinde eşleştirilmiş süzgeç çıktılarının çıkarımı ($\epsilon \neq 0, \tau = 0, \phi = 0$)

Frekans, zaman ve faz kaymalarının olduğu durumda toplam semboller arası girişim denklem 5.5'de ve toplam taşıyıcılar arası girişim denklem 5.7'de bulunmuştur. Zaman ve faz kaymalarının olmadığı kabul edilip ($\tau = 0, \phi = 0$) sıfır olarak alındığında, sadece frekans kaymasının neden olduğu girişim gücü elde edilir.

Toplam semboller arası girişim;

$$\xi_{ISI}(\epsilon, \tau) = (a_{-1}^m + jb_{-1}^m) \int_{-\infty}^{\infty} h(t+T)h(t)e^{j(2\pi\epsilon t)} dt = 0. \quad (5.11)$$

Toplam taşıyıcılar arası girişim;

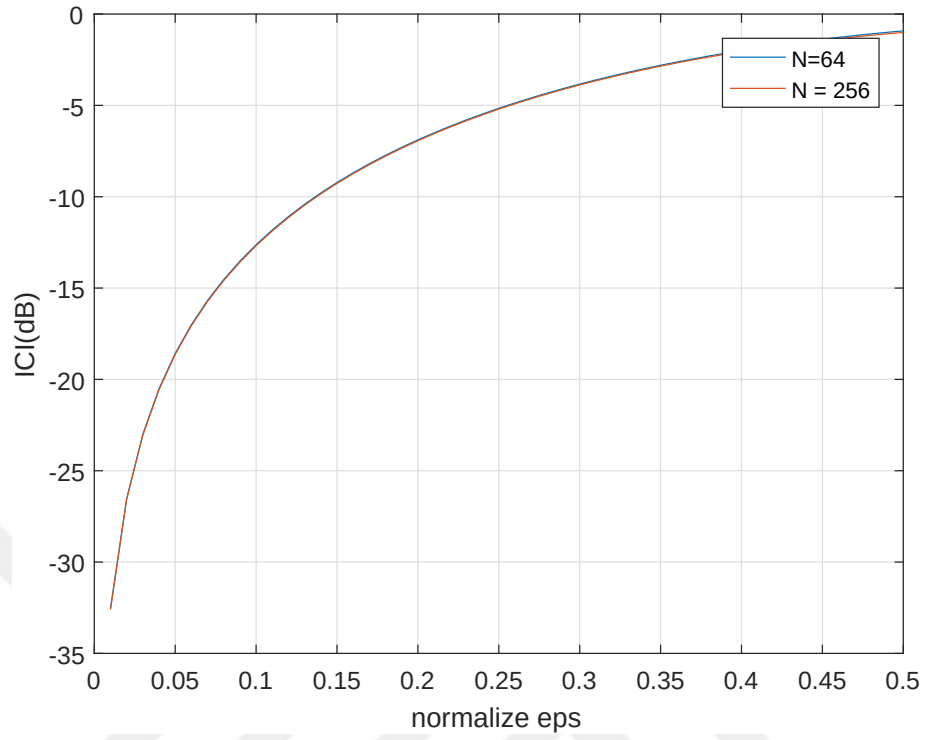
$$\begin{aligned} \xi_{ICI}(\epsilon, 0) = & (a_1^0 + jb_1^0) \left(\frac{e^{j2\pi\epsilon T}}{j2\pi(\epsilon + \frac{1}{T})} \right) + (a_{-1}^0 + jb_{-1}^0) \left(\frac{e^{j2\pi\epsilon T}}{j2\pi(\epsilon - \frac{1}{T})} \right) \\ & + (a_{-1}^1 + jb_{-1}^1) \left(\frac{1}{j2\pi(\epsilon + \frac{1}{T})} \right) + (a_{-1}^{-1} + jb_{-1}^{-1}) \left(\frac{1}{j2\pi(\epsilon - \frac{1}{T})} \right) \end{aligned} \quad (5.12)$$

Sadece frekans kaymasının olduğu durumda denklem 5.4'de bulunan sinyal enerjisi;

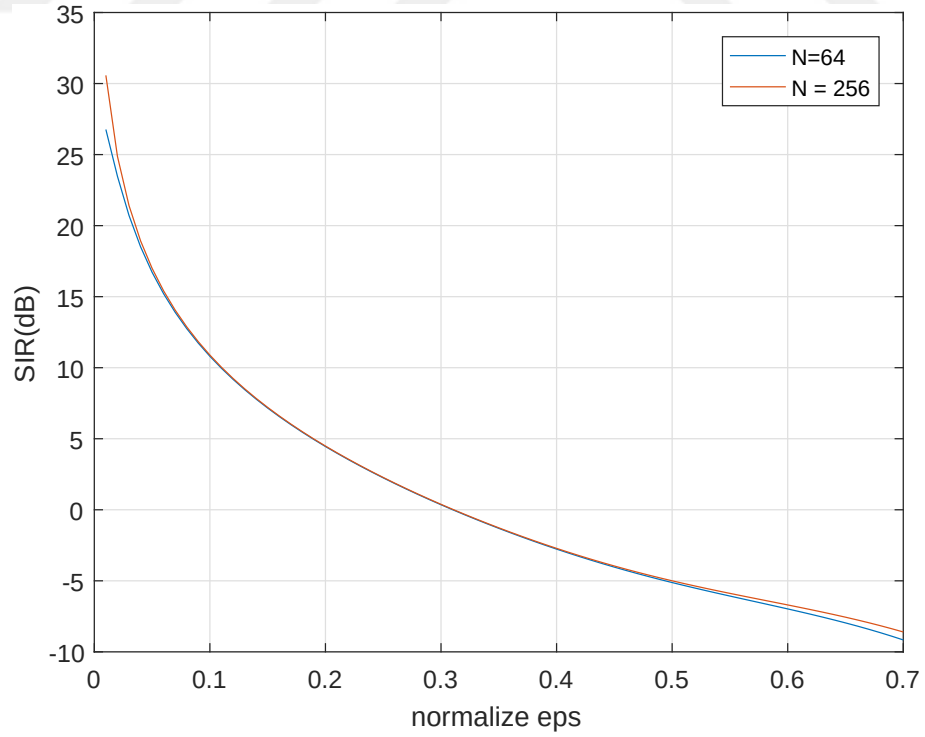
$$\begin{aligned} \varepsilon(\hat{s}_n^m) &= \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} h(t)h(t)e^{j(2\pi\epsilon t+\phi)} dt \\ \varepsilon(\hat{s}_n^m) &= \frac{e^{j(2\pi\epsilon T)}}{j2\pi\epsilon} \end{aligned} \quad (5.13)$$

OFDM haberleşme sisteminde CFO semboller arası girişime neden olmaz. Bulunan $\xi_{ICI}(\epsilon, 0)$ 'ın frekans kayması ϵ ile olan ilişkisi Şekil 5.4'de görülebilir.

Şekilde görüldüğü gibi ϵ 'nın artması sistemdeki ICI 'ın artmasına sebep olur. Ayrıca alt taşıyıcı sayısındaki artış normalize edilmiş ϵ 'a göre bakılan ICI 'da bir değişiklik yaratmaz. CFO'nun olmadığı durumda TO'nun OFDM sistem performansına etkisi Şekil Şekil 5.3'de görülebilir. Frekans kayması ϵ 'un artması Şekil 5.4'de görüldüğü gibi oluşan



Şekil 5.4. OFDM sisteminde CFO varlığında meydana gelen ICI



Şekil 5.5. OFDM sisteminde CFO varlığında elde edilen SIR

girişim gücünü artırdığı için sinyal gücünün sistemdeki girişim gücüne oranı azalmıştır. SIR 'ın normalize ϵ 'a göre değişiminin alt taşıyıcı sayısı N 'e bağlı olmadığı görülür.

5.2 Frekans seçmeli kanalda performans analizi

Frekans seçici bir kanalda yapılan OFDM analizinde, bir önceki bölümde anlatılan AWGN kanaldaki iletişimden farklı olarak sinyal kanal gecikmelerinden kaynaklı bozulmalar yaşanır. OFDM'de sistem paralel dar bant kanalların olduğu bir yapıya dönüştürülerek her bir alt taşıyıcı üzerindeki sembol süresini kanalın en büyük gecikmesinden çok daha büyük olması sağlanır. Bu durum frekans seçici kanal etkilerinin azaltılmasını sağlar [2]. SMT'de olduğu gibi OFDM'de de semboller arası ve taşıyıcılar arası girişimler sistem performansını düşürür. OFDM semboller arası girişim ile mücadele etmek için ön ek (CP) kullanır. Ön ek Şekil 2.12'de görülebilir.

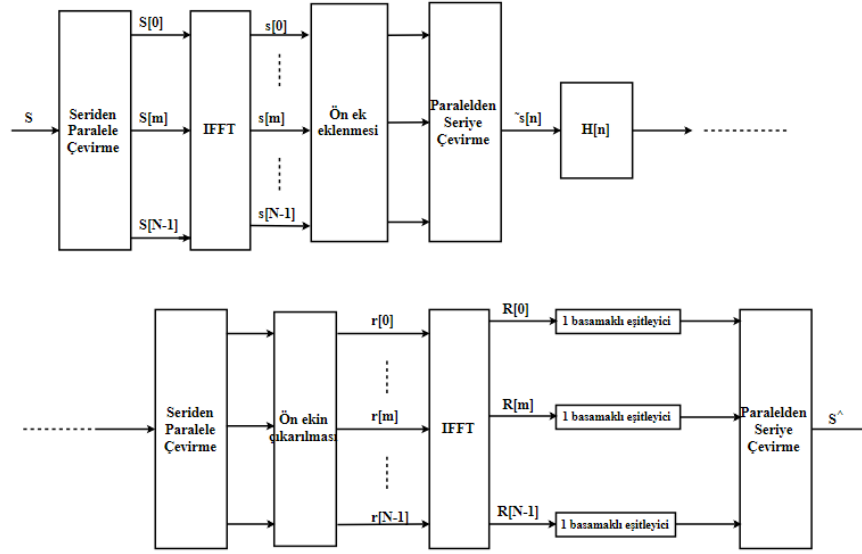
OFDM'de alıcı verici sistemi incelendiğinde; karmaşık bir sembol akışı seriden paralele dönüştürücüden geçerek alt taşıyıcılar ile iletilen N tane paralel sembol seti elde edilir. Bu çeviriciden geçen, gönderilen sinyal $x(t)$ 'nin ayrık frekans bileşenleri olan N tane sembole ters DFT (daha verimli bir şekilde yapılabilmesi için yerini FFT'ye bırakır) işlemi yapılarak bu frekans bileşenlerinden $x(t)$ 'nin oluşturulur. IFFT sonucunda oluşturulan paralel semboller paralelden seriye çeviriciden geçirilir ve çoklu taşıyıcılı sinyalin örnekleri elde edilir, bu sinyal dekleme 5.14'de görülebilir.

$$s[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} X[i] e^{j \frac{2\pi n i}{N}}, 0 \leq n \leq N-1 \quad (5.14)$$

ISI'nin etkileri ortadan kaldırmak için kullanılan ön ek elde edilen OFDM sembolüne eklenir, $\tilde{x}[n] = \tilde{s}[-\mu], \dots, \tilde{x}[N-1]$. Ön ek eklenerek üretilen sinyal frekans seçici kanaldan geçer ve alınan sinyal elde edilir.

$$r[n] = \tilde{x}[n] * h[n] + v[n], -\mu \leq n \leq N-1 \quad (5.15)$$

Alınan sinyalden eklenen ön ek çıkarılır ve FFT işlemi uygulanır. Daha sonra sinyaller basit eşitleyicilerden geçer ve paralelden seriye dönüştürülüp, tahmini semboller elde edilir. OFDM sisteminin alıcı verici analizi Şekil 5.6'de görülebilir.



Şekil 5.6. Frekans seçmeli kanalda OFDM alıcı verici bloğu

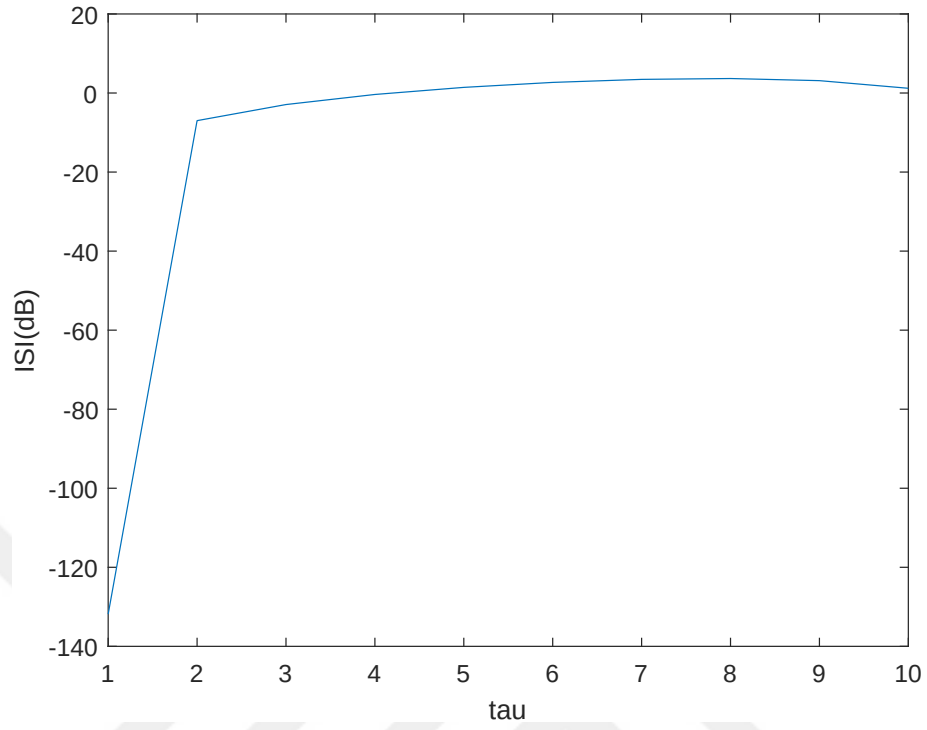
OFDM sisteminde alt taşıyıcılar, arasında $\Delta_f = \frac{1}{T_N}$ fark olacak şekilde ayarlayarak birbirlerine dik olmaları sağlanır. Doppler frekans kaması veya senkronizasyon hatalarının oluşması durumunda alt taşıyıcılar arasındaki fark değişir. Bu da sistemde ICI oluşmasına neden olur. Bu etki alıcı tarafında karmaşık eşitleyiciler kullanılarak önlenmeye çalışılır.

Bu bölümde OFDM performansını etkileyen zaman ofsetinin CP ile olan ilişkisi ve sistemde bir frekans ofsetinin olması durumunda alt taşıyıcılar arasındaki dikliğin bozulması simülasyon sonuçları ile verilecektir.

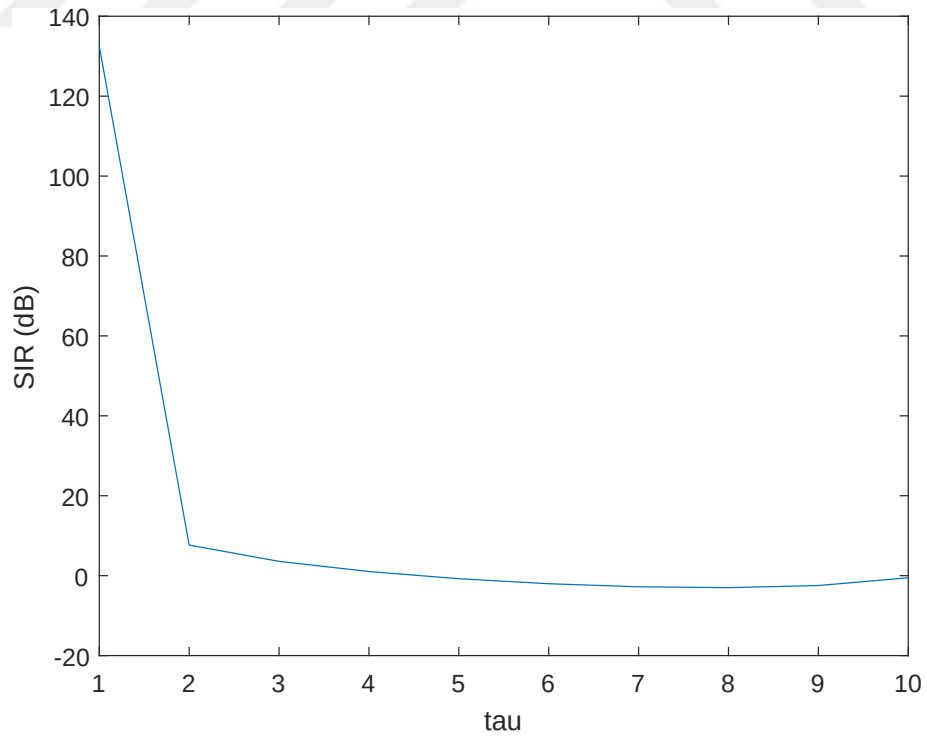
Zaman kaymasının kullanılan ön ek CP'den daha fazla olduğu durumda semboller arası girişim oluşmaya başlar, bu durum SIR'ı düşürürerek sistem performansını azaltır.

Şekil 5.7 ve Şekil 5.8 ile CP olmadığı durumda sistem performansının nasıl etkileceği gösterilmiştir. $\tau = 1$ durumunda $CP = L$ olarak alınmıştır, L sonlu vuruş yanıtı kanalın adım sayısıdır. Bu durumda sistemde ISI oluşmamıştır. Adım sayısı arttıkça CP'ye rağmen semboller arası girişim meydana gelmiştir.

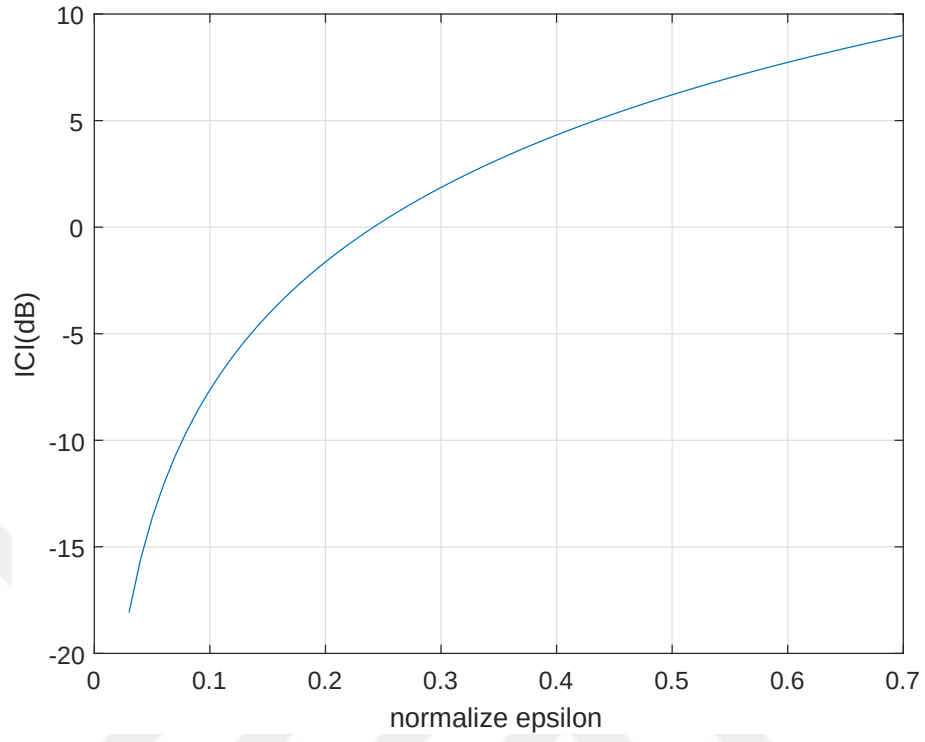
Şekil 5.9 ve Şekil 5.10'da frekans seçmeli bir kanalda ayırık zamanda yapılan analizlerde frekans kayması ϵ 'un artması ile AWGN'de olduğu gibi sistemdeki girişimin artmasına ve SIR'ın azalmasına neden olur.



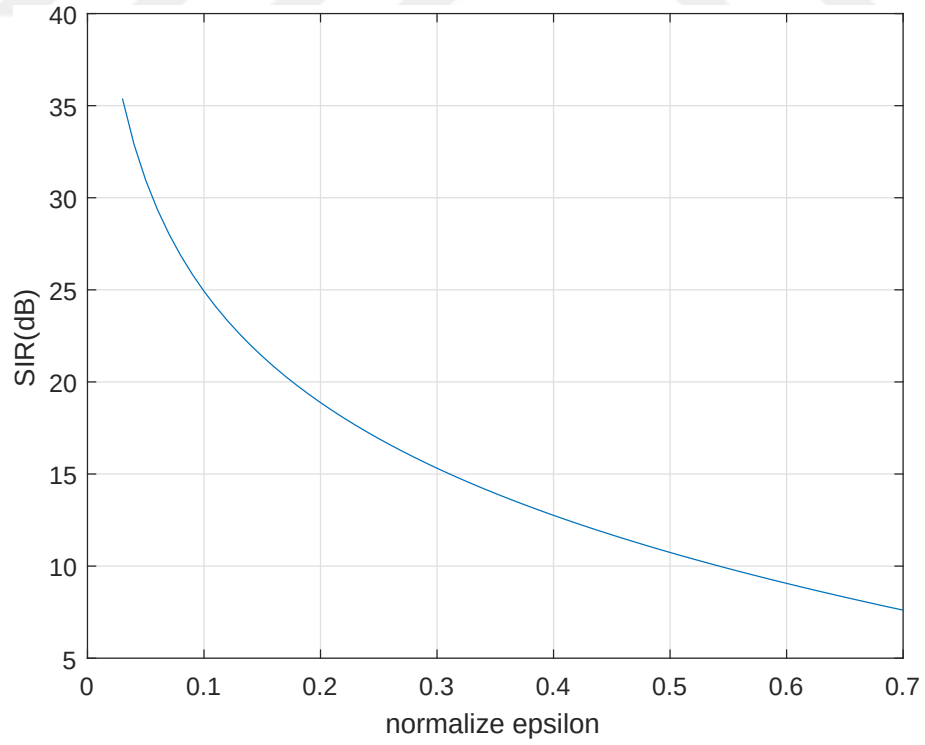
Şekil 5.7. OFDM sisteminde CP'den büyük bir TO varlığında meydana gelen ISI



Şekil 5.8. OFDM sisteminde CP'den büyük bir TO varlığında meydana gelen SIR



Şekil 5.9. OFDM sisteminde CFO varlığında elde edilen ICI

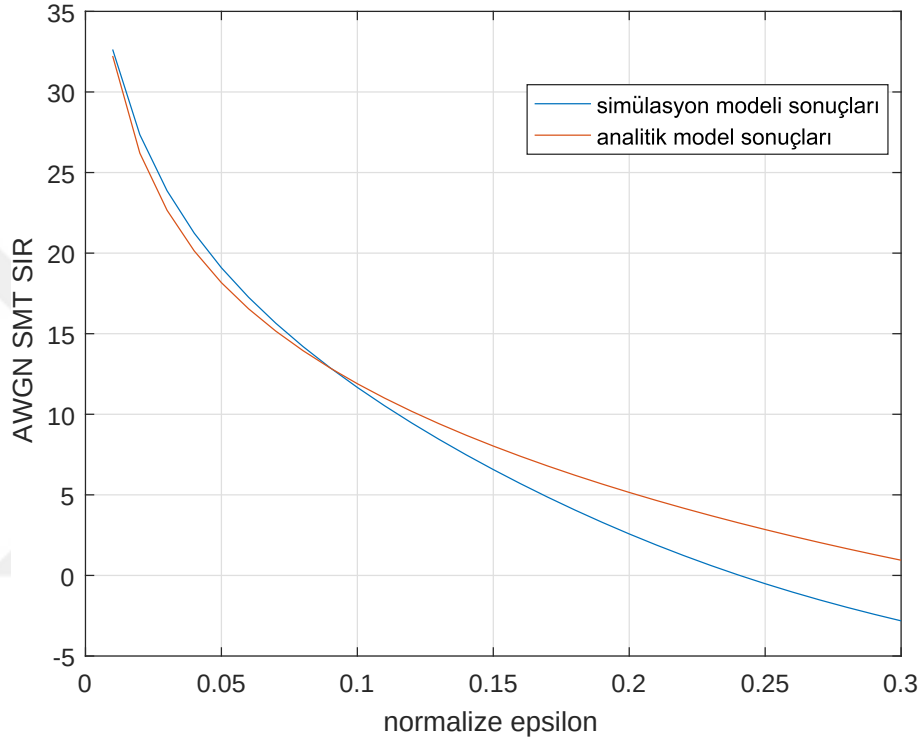


Şekil 5.10. OFDM sisteminde CFO varlığında elde edilen SIR

6. NÜMERİK SONUÇLAR

Bu bölümde analiz yapılarak elde edilen analitik sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Şekil 6.1 ve Şekil 6.2'de AWGN için oluşturulan simülasyon modelleri sonuçları ve ana-

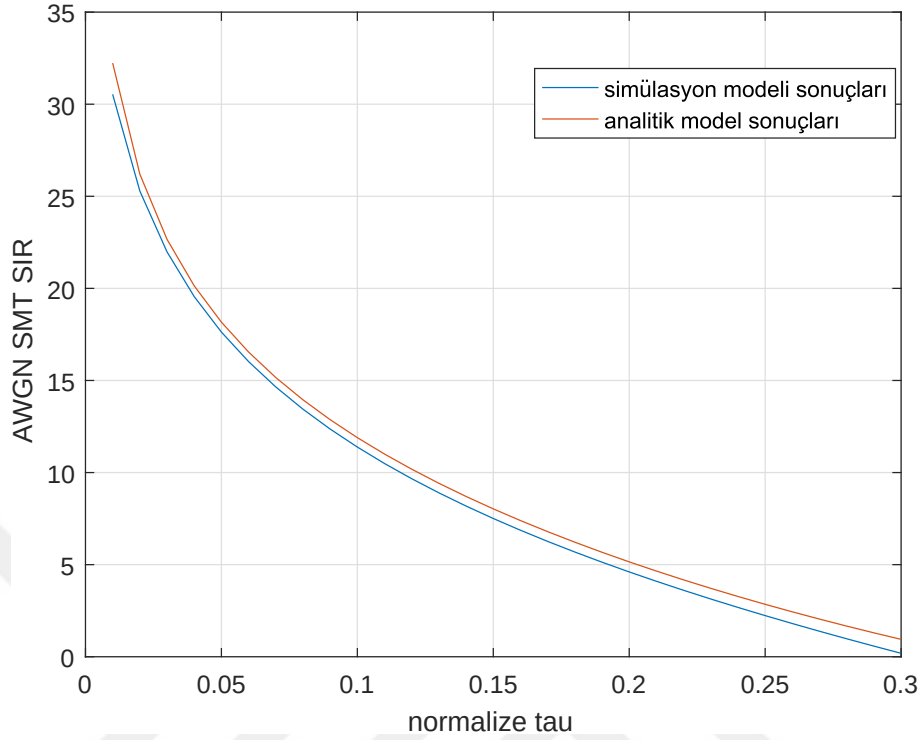


Şekil 6.1. $N = 64$ için AWGN kanalda SIR'ın normalize edilmiş frekans kayması ϵ 'a göre oluşturulan simülasyon modeli ve analitik modelin karşılaştırılması

litik model sonuçları karşılaştırılmıştır.

Oluşturulan simülasyon modelinde farklı 63 sembolden kaynaklanan girişime göre toplam SIR hesaplanmıştır. Zaman ve frekans kaymasına göre elde edilen sonuçlar analitik sonuçlara benzerdir.

Şekil 6.3 ve Şekil 6.4'de görüldüğü gibi $N = 64$ için düşük frekans kaymalarında karekök yol gecikmesi en düşük olan EPA model kanal daha iyi bir performans göstermiştir, frekans kayması arttıkça kanalın etkisi önemsiz hale gelmiştir. Alt taşıyıcı sayısının artması ($N = 256$) ile üç modelin de yol gecikmelerinin sistem performansına önemli bir etkisi olmadığı görülmüştür.



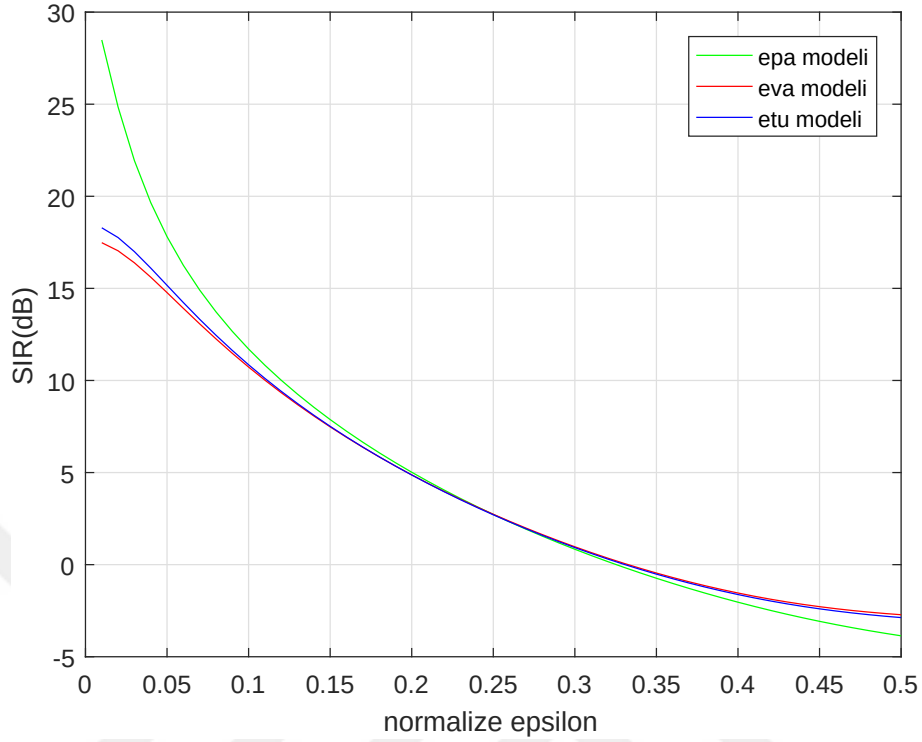
Şekil 6.2. $N = 64$ için SIR'ın AWGN kanalda normalize edilmiş zaman kayması τ 'a göre oluşturulan simülasyon modeli ve analitik modelin karşılaştırması

Şekil 6.5 ve Şekil 6.6'de $N = 64$ için birbirine yakın yol gecikmeleri olan EVA ve ETU modeller benzer sonuçlar verirken, düşük yol gecikmeli EPA modelde daha iyi bir performans sergilemiştir. Alt taşıyıcı sayısının artması ile üç modelde de yüksek zaman kaymalarında benzer sonuçlar elde edilmiştir.

Şekil 6.7'de AWGN SMT'nin OFDM'e göre nispeten daha iyi performans sergilendiği görülmektedir. Artan zamanlama ofsetine karşı SMT daha dayanıklıdır.

Şekil 6.8'de hem AWGN SMT hem de OFDM SIR performanslarının alt taşıyıcı sayısı değişimiyle değişmediği görülmüştür.

Şekil 6.9'de görüldüğü gibi AWGN SMT sistemi OFDM'e göre daha iyi bir performans sergilemiştir. AWGN OFDM analizleri yapılırken SMT ile aynı yol izlenerek kullanılan prototip süzgeç değiştirilerek dikdörtgen süzgeç yapılmıştır. OFDM sistemi dikdörtgen süzgeç kullanan bir FBMC sistemi olarak kabul edilebilir, bu kabullenme ile performanslar arasında ortaya çıkan farklılık, SMT için kullanılan SRRC süzgeçlerinin dikdört-



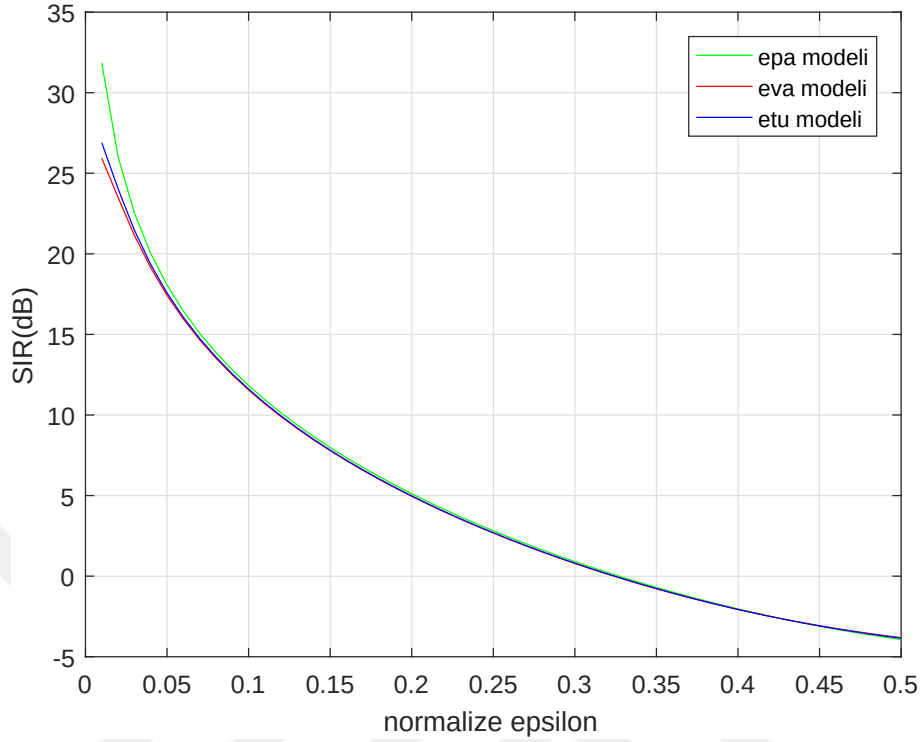
Şekil 6.3. N= 64 için farklı DPA'lere sahip kanalların SIR'ın normalize edilmiş frekans kayması ϵ 'a göre tepkisi

gen süzgeçlere göre daha çabuk sönümlenmesi nedeniyle nispeten daha iyi sonuçlar alınmasını ile açıklanılabilir. Artan frekans kaymalarına SMT daha iyi karşılık vermektedir.

Şekil 6.10'de görüldüğü gibi alt taşıyıcı sayısının değişimi AWGN kanalda SMT ve OFDM için sistem performansını değiştirmez.

AWGN kanalda Şekil 6.9 ve Şekil 6.10'da bulunan frekans kaymasına karşılık OFDM ve SMT'nin tepkileri arasındaki fark [35] makalesindeki sonuçlara benzerdir. Şekil 6.11'de sistemde sabit bir zaman kayması olduğunda SMT'nin frekans kaymasına göre tepkisi görülebilir. Düşük CFO olduğu durumda zaman kayması etkisi ile SIR azalır, fakat artan CFO ile iki durumdaki SMT performansları benzer olur.

Şekil 6.12'de karekök yol gecikmesi sembol süresine göre çok küçük olan EPA modelin AWGN'e çok benzer bir performansa sahip olduğu görülebilir. Frekans kaymasının artması ile üç kanalın da AWGN sonuçlarına benzer sonuçlar verdiği görülmüştür.

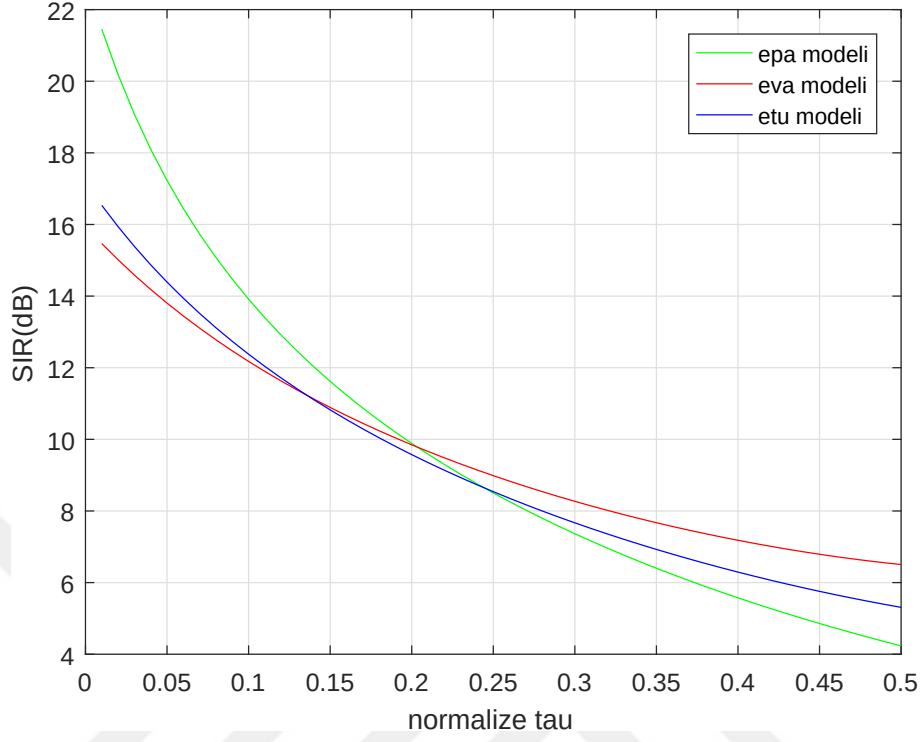


Şekil 6.4. N= 256 için farklı DPA'lere sahip kanalların SIR'ın normalize edilmiş frekans kayması ϵ 'a göre tepkisi

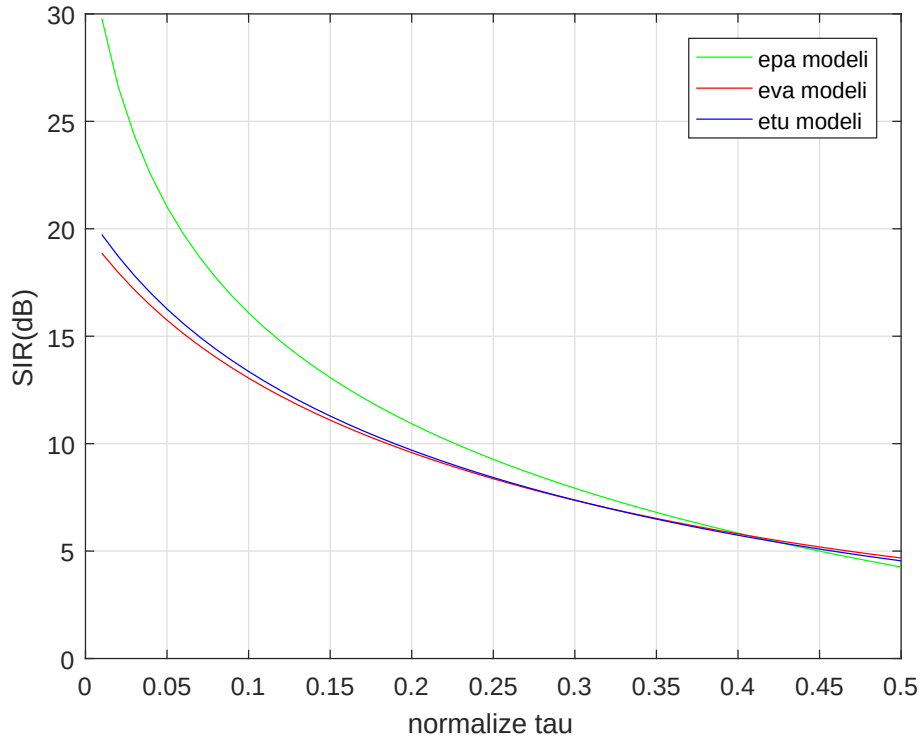
Şekil 6.13'da çıkan sonuçlara göre alt taşıyıcı sayısındaki artış frekans seçici kanalların düz sönümlenmeli kanal gibi davranmasını sağlayarak performansını artırır.

Şekil 6.14'de en iyi sonucu AWGN kanalın verdiği görülür. Yüksek zaman kaymalarında çıkan sonuçlar benzerdir. Zaman kayması arttıkça EPA model kanal AWGN kanal gibi davranır.

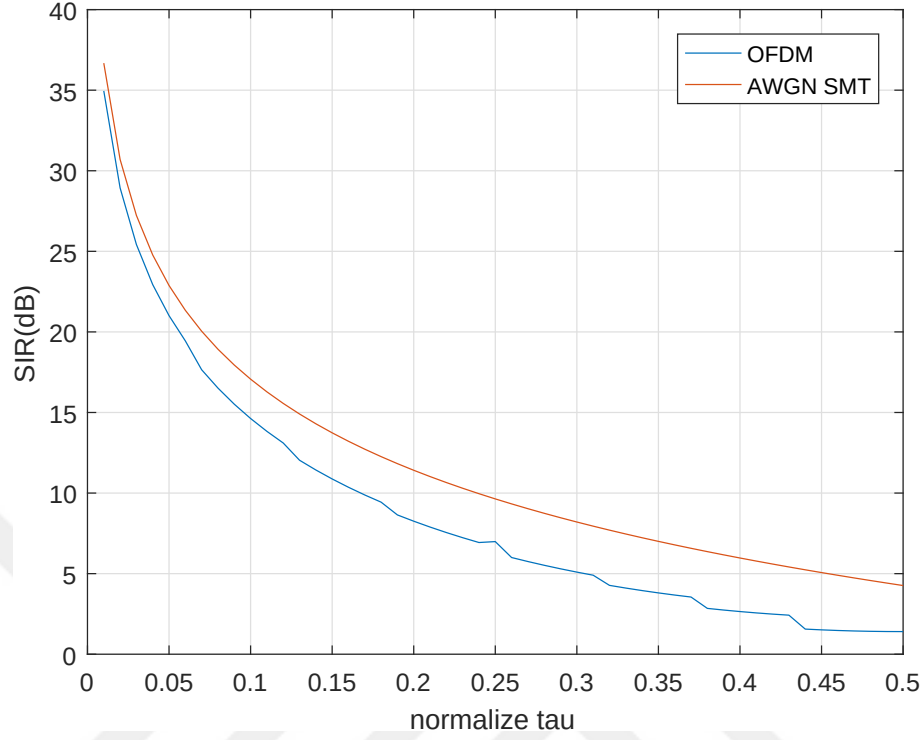
Şekil 6.15'de alt taşıyıcı sayısı N'in artması ile sembol süresi azalır ve kanalın yol gecikmesi sistemi daha az etkiler. N'in artması ile EPA model kanal AWGN kanal ile benzer sonuçlar vermiştir. Fakat N'deki artış EVA ve ETU modellerin düşük frekans kaymalarında AWGN' yakın bir performans sağlamasına yetmemiştir.



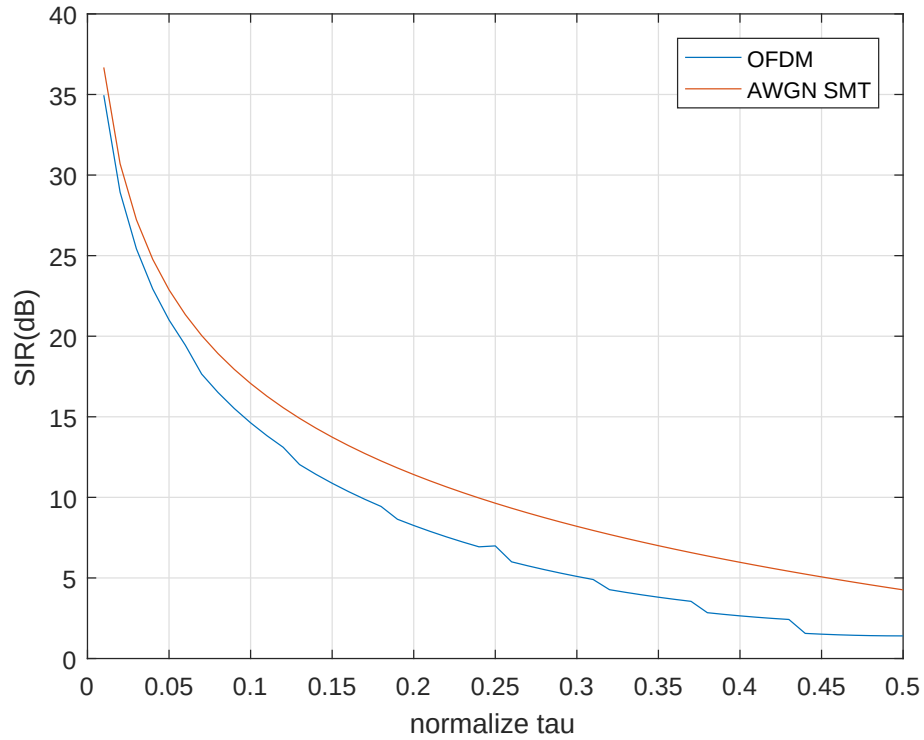
Şekil 6.5. N= 64 için farklı DPA'lere sahip kanalların SIR'ın normalize edilmiş zaman kayması τ 'ya göre tepkisi



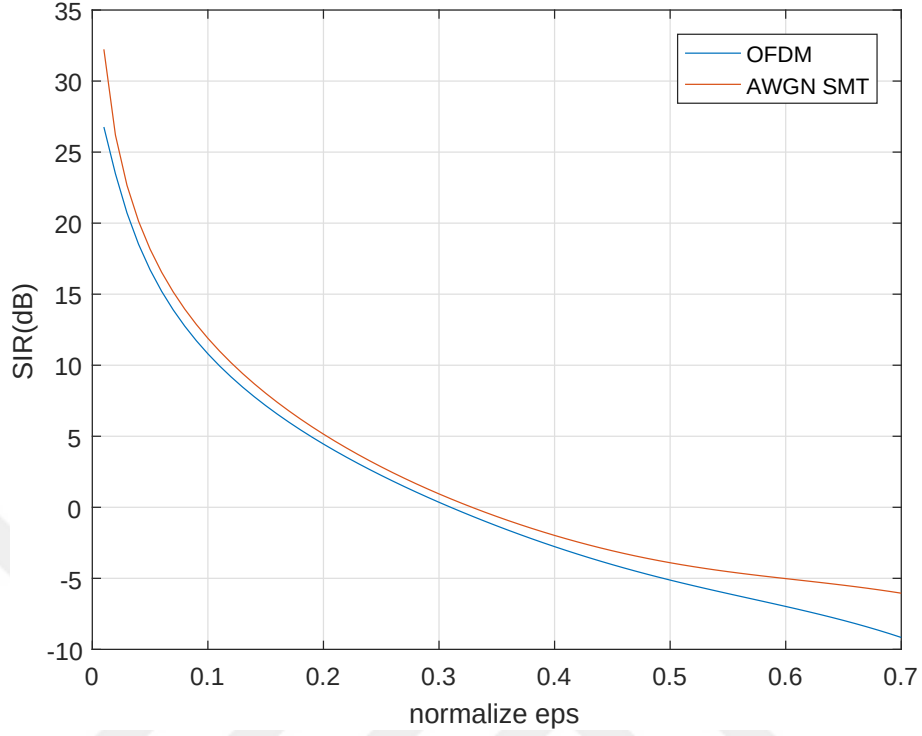
Şekil 6.6. N= 256 için farklı DPA'lere sahip kanalların SIR'ın normalize edilmiş zaman kayması τ 'ya göre tepkisi



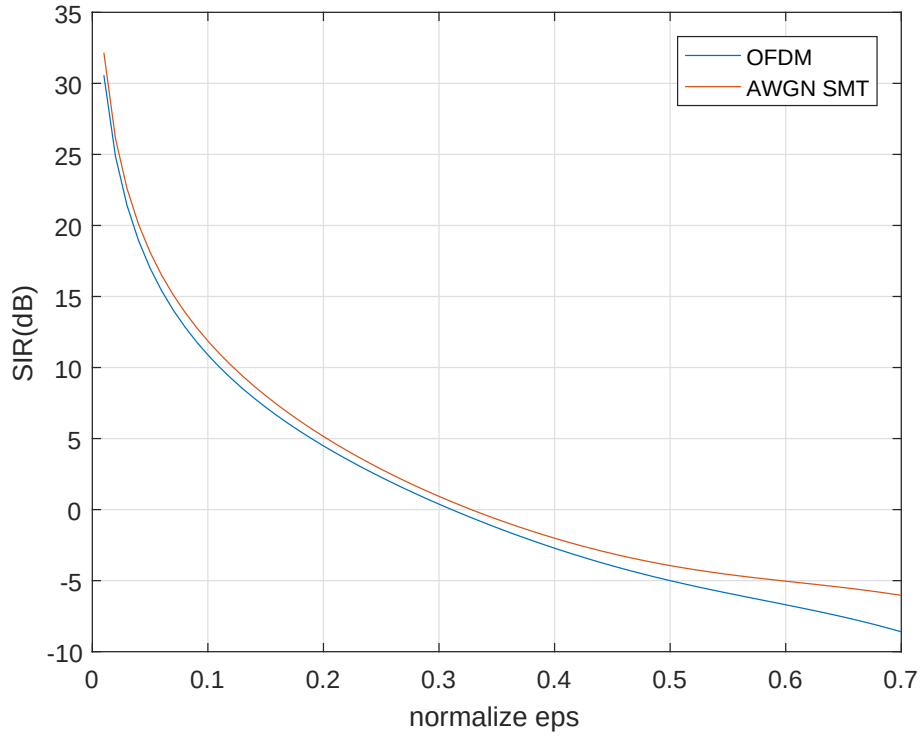
Şekil 6.7. $N=64$ için AWGN kanalda OFDM ve SMT'nin zaman kayması τ karşısındaki SIR'larının karşılaştırılması



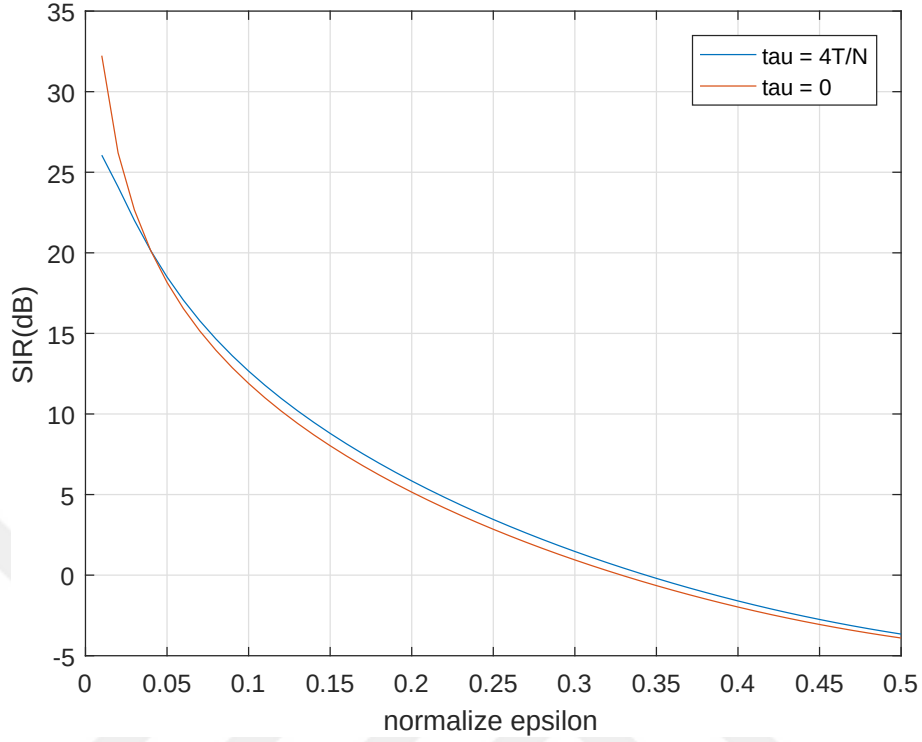
Şekil 6.8. $N=256$ için AWGN kanalda OFDM ve SMT'nin zaman kayması τ karşısındaki SIR'larının karşılaştırılması



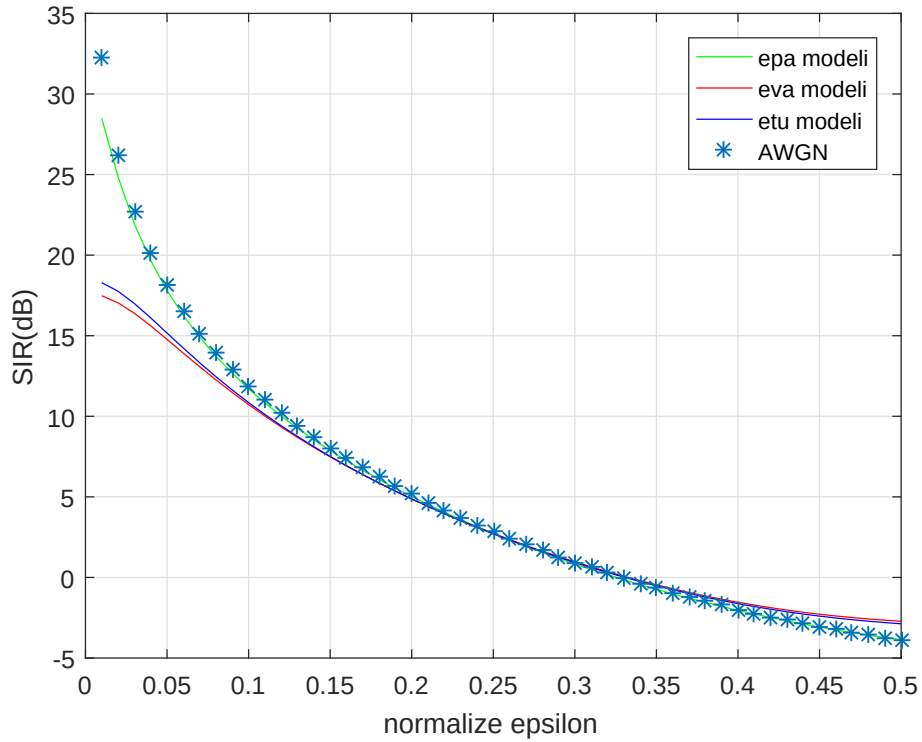
Şekil 6.9. $N=64$ için AWGN kanalda OFDM ve SMT'nin frekans kayması ϵ karşısındaki SIR'larının karşılaştırılması



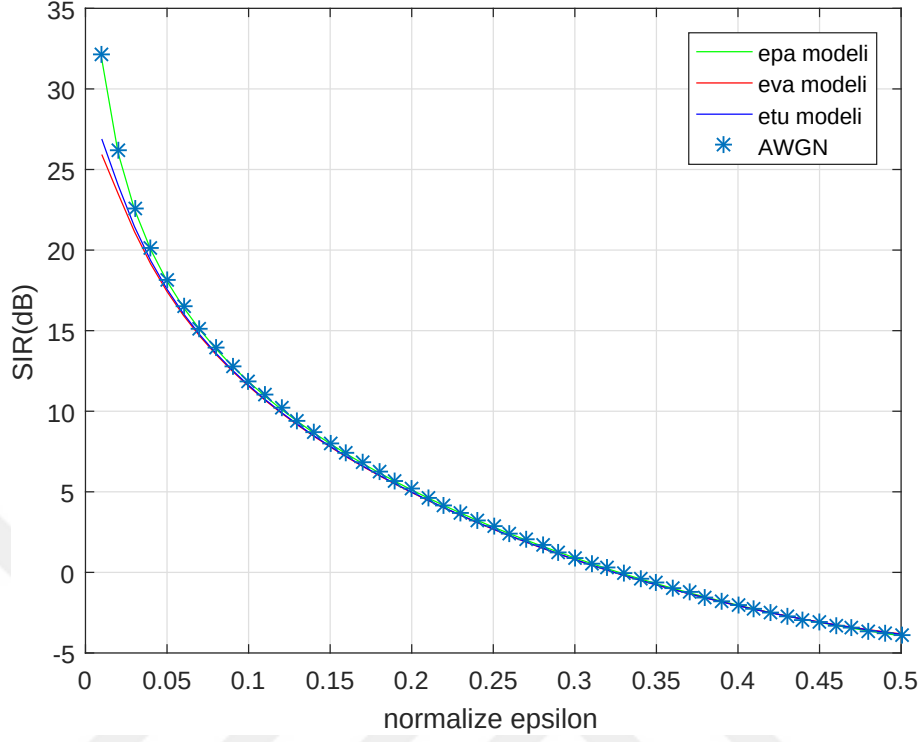
Şekil 6.10. $N=256$ için AWGN kanalda OFDM ve SMT'nin frekans kayması ϵ karşısındaki SIR'larının karşılaştırılması



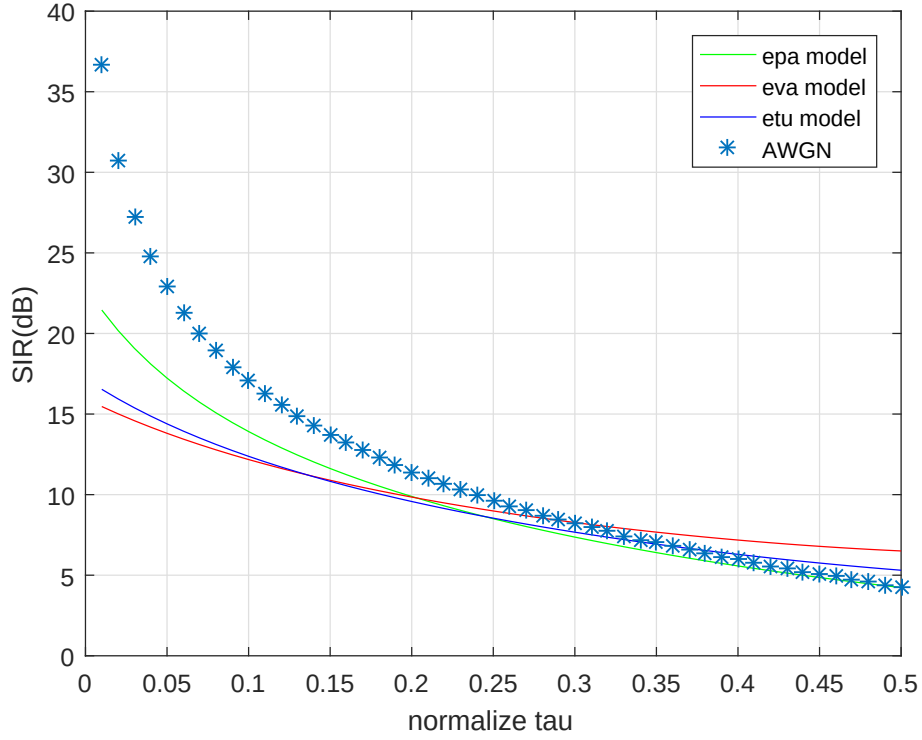
Şekil 6.11. $N=64$ için AWGN kanalda SMT performansının $\tau = 0$ ve $\tau = 0.2$ olduğu değerlerde frekans kayması ϵ değişimine göre değişimi



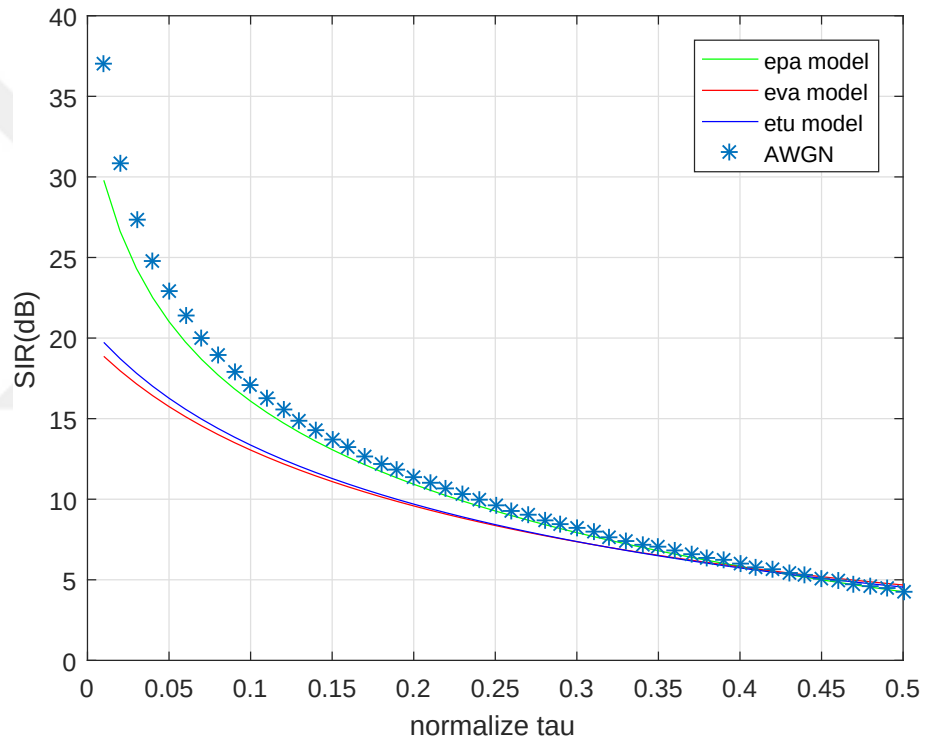
Şekil 6.12. $N=64$ için SMT'nin AWGN kanalda ve frekans seçici kanalda frekans kayması ϵ karşısındaki SIR'larının karşılaştırılması



Şekil 6.13. $N=256$ için SMT'nin AWGN kanalda ve frekans seçici kanalda frekans kayması ϵ karşısındaki SIR'larının karşılaştırılması



Şekil 6.14. $N=64$ için SMT'nin AWGN kanalda ve frekans seçici kanalda zaman kayması τ karşısındaki SIR'larının karşılaştırılması



Şekil 6.15. $N=256$ için SMT'nin AWGN kanalda ve frekans seçici kanalda zaman kayması τ karşısındaki SIR'larının karşılaştırılması

7. SONUÇ

Bu çalışmada, haberleşme sistemlerinde son zamanlarda gündeme gelen FBMC sistemi ve bu sistemde kullanılan yöntemler detaylı bir şekilde anlatılmıştır. CMT ve SMT yönteminde OFDM’de olduğu gibi alt taşıyıcıların birbirine dik olduğu yapılan analizler ile gösterilmiştir. Bir çok sistemde yaygın olarak kullanılan OFDM sistemi hakkında bilgiler verilip, bu sistemde kullanılan CP’nin sistem verimliliğine etkisine bakılmıştır.

OFDM sisteminde olduğu gibi FBMC sisteminde de CFO ve TO’nun semboller ve taşıyıcılar arasında girişimlere neden olarak sistem performansını düşürdüğü görülmüştür. Sistem performansını düşüren bu etkilerin analizini yapabilmek için, alınan sinyal üzerindeki frekans ve zaman kaymaları ile ilgili herhangi bir varsayım yapılmadan AWGN kanallı bir sistem için modellenmiştir. Bu modele göre bulunan ISI ve ICI değerlerinin farklı alt taşıyıcı sayısına göre sistem performansı üzerindeki etkisi bulunan SIR sonuçlarına göre yorumlanmıştır.

Oluşturulan model frekans seçmeli kanal için kanal gecikmesinin sembol süresinden çok küçük olduğu düşünülmeden, bu gecikmenin de etkileri hesaba katılarak genişletilmiştir. Aynı performans analizleri bu model için de tekrarlanmıştır. PDP’leri farklı kanallar kullanılarak gecikme süresi τ_d ’nin artmasının sistem performansına etkisine bakılmıştır.

SMT ve OFDM performanslarının karşılaştırılabilmesi için AWGN kanalda OFDM içinde bir sistem modeli oluşturulmuştur. CP’nin etkisinin daha kolay gözlemlenebilmesi için frekans seçmeli kanalda OFDM sistemi ayırık zamanda incelenmiştir.

Yapılan analizler ile CFO ve TO’nun hem dikdörtgen süzgeç kullanılan OFDM hem de SRRC süzgeç kullanılan FBMC sistemlerinin performansında düşüşe sebep olduğu görülmüştür. Frekans seçmeli kanallarda karekök yayılma süresinin sistem performansı ile ilişkisi incelenmiştir. Alt taşıyıcı sayısındaki artış sembol süresini artırarak, frekans seçici kanalların düz sönümlenmeli bir kanal gibi davranmasını sağlar. Bu durum sistem performansını artırarak AWGN kanal performansına benzer sonuçlar elde edilmesini sağlamıştır. Ayrıca düşük yol gecikmeli kanalların sonuçlarının AWGN ile çok benzer olduğu görülmüştür ve bu kanallarda SIR hesabı yapılırken kanalın düz sönümlenmeye uğradığı varsayımı yapılabileceği sonucuna varılmıştır. Fakat karekök yol gecikmesi sembol süresinden yeterince küçük olmayan kanallar kullanılması sonuçların AWGN

kanaldan farklı olmasına neden olur. Bu gibi durumlarda kanalın AWGN gibi davranacağı varsayımı yapılması, sistem analizi yapılırken hatalı sonuçların elde edilmesine neden olacağı sonucunu ortaya çıkarmıştır.



KAYNAKLAR

- [1] <https://teletip.saglik.gov.tr>, (Haziran, **2018**).
- [2] Molisch, Andreas F., *Wireless communications*, 2. Edition, John Wiley & Sons, **2012**.
- [3] Safak, Mehmet., *Digital Communications*, John Wiley & Sons, **2017**.
- [4] Proakis, John G., et al., *Communication systems engineering*, New Jersey: Prentice Hall, **1994**.
- [5] Goldsmith, Andrea., *Wireless communications*, Cambridge university press, **2005**.
- [6] Sharma, Pankaj. "Evolution of mobile wireless communication networks-1G to 5G as well as future prospective of next generation communication network." *International Journal of Computer Science and Mobile Computing* 2.8, 47-53, **2013**.
- [7] Vora, Lopa J. "Evolution of mobile generation technology: 1G to 5G and review of upcoming wireless technology 5G.", **2015**.
- [8] Gu, Guifen, and Guili Peng. "The survey of GSM wireless communication system." *Computer and Information Application (ICCIA)*, 2010 International Conference on. IEEE, **2010**.
- [9] Jou, Y. "Developments in third generation (3G) CDMA technology." *Spread Spectrum Techniques and Applications*, 2000 IEEE Sixth International Symposium on. Vol. 2. IEEE, **2000**.
- [10] Govil, Jivesh, and Jivika Govil. "4G mobile communication systems: Turns, trends and transition." *Convergence Information Technology*, 2007. International Conference on. IEEE, **2007**.
- [11] Hui, Suk Yu, and Kai Hau Yeung. "Challenges in the migration to 4G mobile systems." *IEEE Communications magazine* 41.12, 54-59, **2000**.
- [12] Vihriala, Jaakko, et al. "On the waveforms for 5G mobile broadband communications." *Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 2015 IEEE 81st. IEEE, **2015**.
- [13] Yang, Lie-Liang, and Lajos Hanzo. "Multicarrier DS-CDMA: A multiple access scheme for ubiquitous broadband wireless communications." *IEEE Communications Magazine* 41.10, 116-124, **2003**.
- [14] Bingham, John AC. "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come." *IEEE Communications magazine* 28.5, 5-14, **1990**.
- [15] Sari, Hikmet, Georges Karam, and Isabelle Jeanclaude. "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting." *IEEE communications magazine* 33.2, 100-109, **1995**.

- [16] IEEE 802.11a-1999: High-speed physical layer in the 5 GHz band, **1999**.
- [17] IEEE 802.11g-2003: Further Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band, **2003**.
- [18] Mosier, R. R., and R. G. Clabaugh. "Kineplex, a bandwidth-efficient binary transmission system." Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part I: Communication and Electronics 76.6, 723-728, **1958**.
- [19] Zimmerman, Mark, and Alan Kirsch. "The AN/GSC-10 (KATHRYN) variable rate data modem for HF radio." IEEE Transactions on Communication Technology 15.2, 197-204, **1967**.
- [20] Chow, Jacky S., Jerry C. Tu, and John M. Cioffi. "A discrete multitone transceiver system for HDSL applications." IEEE journal on selected areas in communications 9.6, 895-908, **1991**.
- [21] Chang, Robert W. "Synthesis of bandlimited orthogonal signals for multichannel data transmission." Bell Labs Technical Journal 45.10, 1775-1796, **1966**.
- [22] LaSorte, Nick, W. Justin Barnes, and Hazem H. Refai. "The history of orthogonal frequency division multiplexing." Global Telecommunications Conference, 2008. IEEE GLOBECOM 2008. IEEE, **2008**.
- [23] B. R. Saltzberg, "Performance of an efficient parallel data transmission system," IEEE Transactions on Communications Technology, vol. 15, no. 6, **1967**.
- [24] Weinstein, S., and Paul Ebert. "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform." IEEE transactions on Communication Technology 19.5, 628-634, **1971**.
- [25] Peled, Abraham, and Antonio Ruiz. "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms." Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP'80.. Vol. 5. IEEE, **1980**.
- [26] Shieh, W., Hongchun Bao, and Y. Tang. "Coherent optical OFDM: theory and design." Optics express 16.2, 841-859, **2008**.
- [27] Sahin, Alphan, Ismail Guvenc, and Huseyin Arslan, "A comparative study of FBMC prototype filters in doubly dispersive channels." Globecom Workshops, IEEE, **2012**.
- [28] Hara, Shinsuke, and Ramjee Prasad, *Multicarrier techniques for 4G mobile communications*, Artech House, **2003**
- [29] Schaich, Frank, and Thorsten Wild, "Waveform contenders for 5G OFDM vs. FBMC vs. UPMC." Communications, Control and Signal Processing, 2014 6th International Symposium on. IEEE, **2014**.

- [30] An, Changyoung, Byeongjae Kim, and Heung-Gyoon Ryu. "WF-OFDM (windowing and filtering OFDM) system for the 5G new radio waveform." Electronics, Electrical Engineering and Computing (INTERCON), 2017 IEEE XXIV International Conference on. IEEE, **2017**.
- [31] Farhang-Boroujeny, Behrouz, and Chung Him Yuen. "Cosine modulated and offset QAM filter bank multicarrier techniques: a continuous-time prospect." EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, **2010**.
- [32] Farhang-Boroujeny, Behrouz. "Filter bank multicarrier modulation: A waveform candidate for 5G and beyond." Advances in Electrical Engineering, **2014**.
- [33] Garcia-Roger, David, et al. "Multicarrier Waveform Harmonization and Complexity Analysis for an Efficient 5G Air Interface Implementation." Wireless Communications and Mobile Computing, **2017**.
- [34] Lizeaga, Aitor, et al. "Evaluation of 5G Modulation Candidates WCP-COQAM, GFDM-OQAM, and FBMC-OQAM in Low-Band Highly Dispersive Wireless Channels." Journal of Computer Networks and Communications, **2017**.
- [35] Saeedi-Sourck, Hamid, et al. "Sensitivity analysis of offset QAM multicarrier systems to residual carrier frequency and timing offsets." Signal Processing 91.7, **2011**.
- [36] Selesnick, Ivan W. "Hilbert transform pairs of wavelet bases." IEEE Signal Processing Letters 8.6, 170-173, **2001**.
- [37] Bellanger, M., and J. Daguet. "TDM-FDM transmultiplexer: Digital polyphase and FFT." IEEE Transactions on Communications 22.9, 1199-1205, **1974**.
- [38] Hirosaki, Botaro. "An analysis of automatic equalizers for orthogonally multiplexed QAM systems." IEEE Transactions on Communications 28.1, 73-83, **1980**.
- [39] Hirosaki, Batoro, Satoshi Hasegawa, and Akio Sabato. "Advanced groupband data modem using orthogonally multiplexed QAM technique." IEEE Transactions on Communications 34.6, 587-592, **1986**.
- [40] Tzannes, M. A., M. C. Tzannes, and H. Resnikoff. "The DWMT: a multicarrier transceiver for ADSL using M-band wavelet transforms." ANSI Standard Committee T1E1 4, 93-067, **1993**.
- [41] Sandberg, Stuart D., and Michael A. Tzannes. "Overlapped discrete multitone modulation for high speed copper wire communications." IEEE Journal on selected areas in communications 13.9, 1571-1585, **1995**.
- [42] Vuletic, Dragan, Wade Lowdermilk, and F. Harris. "Advantage and implementation considerations of shaped OFDM signals." Signals, Systems and Computers, 2004. Conference Record of the Thirty-Seventh Asilomar Conference on. Vol. 1. IEEE, **2003**.

- [43] hCoxford, Arthur F., and Joseph Neal Payne. Advanced Mathematics: A Preparation for Calculus. Harcourt Brace Jovanovich, **1978**..
- [44] Cherubini, Giovanni, Evangelos Eleftheriou, and Sedat Olcer. "Filtered multitone modulation for very high-speed digital subscriber lines." IEEE Journal on Selected Areas in Communications 20.5 **2002**.
- [45] Hleiss, Rima, Pierre Duhamel, and Maurice Charbit. "Oversampled OFDM systems." Digital Signal Processing Proceedings, 1997. DSP 97., 1997 13th International Conference on. Vol. 1. IEEE, **1997**.
- [46] Mishu, Md Motahar Hossain, and M. Rubaiyat Hossain Mondal. "Effectiveness of filter bank multicarrier modulation for 5G wireless communications." Advances in Electrical Engineering (ICAEE), 2017 4th International Conference on. IEEE, **2017**.

ÖZGEÇMİŞ

Kimlik Bilgileri

Adı Soyadı: ELİF ALAVANDA

Doğum Yeri: Ankara

Medeni Hali: Bekar

E-posta: elalvd09@hacettepe.edu.tr

Adresi: Aydınlıkevler Mahallesi Kovan Sokak 1/13 Altındağ / ANKARA

Eğitim

Lise: Yıldırım Beyazıt Anadolu Lisesi, ANKARA

Lisans: Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, ANKARA

Yüksek Lisans: Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, ANKARA

Yabancı Dil ve Düzeyi

İngilizce : İleri Düzey

İş Deneyimi

ASELSAN MGEO, Haziran 2015-, Mühendis, ANKARA

Deneyim Alanları

Sinyal işleme, görüntü işleme

Tezden Üretilmiş Projeler ve Bütçesi

—

Tezden Üretilmiş Yayınlar

—

Tezden Üretilmiş Tebliğ ve/veya Poster Sunumu ile Katıldığı Toplantılar

—





HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
YÜKSEK LİSANS/DOKTORA TEZ ÇALIŞMASI ORJİNALLİK RAPORU

HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLER ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI BAŞKANLIĞI'NA

Tarih: 05/07/2018

Tez Başlığı : FBMC Çok Taşıyıcılı Kablosuz Haberleşme Sistemlerinde Zaman Ve Frekans Kaymalarının Performansa Etkisi

Yukarıda başlığı/konusu gösterilen tez çalışmamın a) Kapak sayfası, b) Giriş, c) Ana bölümler d) Sonuç kısımlarından oluşan toplam 153 sayfalık kısmına ilişkin, 05/06/2018 tarihinde tez danışmanım tarafından *Turnitin* adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezimin benzerlik oranı % 13 'tür.

Uygulanan filtrelemeler:

- 1- Kaynakça hariç
- 2- Alıntılar dâhil
- 3- 5 kelimedenden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Çalışması Orijinallik Raporu Alınması ve Kullanılması Uygulama Esasları'nı inceledim ve bu Uygulama Esasları'nda belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Gereğini saygılarımla arz ederim.

Tarih ve İmza

Adı Soyadı: Elif ALAVANDA
Öğrenci No: N14125454
Anabilim Dalı: Elektrik ve Elektronik Mühendisliği
Programı: Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Yüksek Lisans
Statüsü: ☒ Y.Lisans ☐ Doktora ☐ Bütünleşik Dr.

09/07/2018

DANIŞMAN ONAYI

UYGUNDUR.

Prof. Dr. Emre AKTAŞ
(Unvan, Ad Soyad, İmza)